

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

**ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ**

**КАФЕДРА АКУСТИКИ ТА АКУСТОЕЛЕКТРОНІКИ**

«На правах рукопису»  
УДК 534-14

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри  
\_\_\_\_\_ В.С. Дідковський  
(підпис)

“ \_\_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 20\_\_р.

## **Магістерська дисертація**

зі спеціальності (спеціалізації) 171 Електроніка

на тему: Застосування ефекту доплера для діагностики кінцівок людини

Виконав (-ла): студент (-ка) 6-го курсу, групи ДГ-72мп

Маліков Антон Геннадійович

\_\_\_\_\_  
(підпис)

Науковий керівник д.т.н., Найда Сергій Анатолійович

\_\_\_\_\_  
(підпис)

Консультант \_\_\_\_\_

(назва розділу)

\_\_\_\_\_ (науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали)

\_\_\_\_\_  
(підпис)

Рецензент к.т.н, доц, каф. ЗТ та РІ К.О.Трапезон

\_\_\_\_\_  
(підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації  
немає запозичень з праць інших авторів без  
відповідних посилань.

Студент \_\_\_\_\_  
(підпис)

Київ – 2018 року

**Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут  
імені Ігоря Сікорського»**

Інститут/факультет    Факультет електроніки

Кафедра Акустики та акустoeлектроніки

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-професійною (освітньо-науковою) програмою

Спеціальність (спеціалізація) 171 Електроніка

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Завідувач кафедри  
\_\_\_\_\_ В.С. Дідковський  
(підпис)  
« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2018 р.

**ЗАВДАННЯ**

**на магістерську дисертацію студенту**

Малікову Антону Геннадійовичу

1. Тема дисертації: Застосування ефекту доплера для діагностики кінцівок людини науковий керівник дисертації д.т.н., Найда Сергій Анатолійович,

затверджені наказом по університету від « \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 20\_\_ р. № \_\_\_\_\_

2. Строк подання студентом дисертації 10.12.2018 р.

3. Об'єктом дослідження виступають судини людини

4. Предмет дослідження (Вихідні дані – для магістерської дисертації за освітньо-професійною програмою) провести якісну діагностику судин людини та врахувати усі чинники, які можуть давати похибку кінцевому результату вимірювань

5. Перелік завдань, які потрібно розробити розглянути недоліки і переваги імпульсно-хвильового та неперервно-хвильового доплера, розрахувати індекси кровотоку, вибрати оптимальну робочу частоту та розміри п'єзоперетворювача та розрахувати амплітудно-частотні характеристики п'єзоперетворювача

6. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу (із зазначенням плакатів, презентацій тощо) : 3 плакати формату А1 (слайди)

7. Орієнтовний перелік публікацій “Застосування ефекту доплера для діагностики кінцівок людини” журнал “Научный взгляд в будущее” Вып 11. №ua11-043

8. Консультанти розділів дисертації\*

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

9. Дата видачі завдання 1.09.2017 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Збір та вивчення джерел інформації для написання дипломної роботи, складання бібліографії наукових джерел	1.09.2017-27.12.2017	
2	Підготовка та написання першого другого та третього розділів, та написання анотації вступу та висновків	4.01.2018-18.07.2018	
3	Виправлення зауважень та оформлення роботи	20.07.2018-23.09.2018	
4	Захист дипломної роботи	18.12.2018	

Студент

\_\_\_\_\_

(підпис)

\_\_\_\_\_

(ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації

\_\_\_\_\_

(підпис)

\_\_\_\_\_

(ініціали, прізвище)

---

\* Консультантом не може бути зазначено наукового керівника

## РЕФЕРАТ

Дипломна робота викладена на 97 сторінках, вона містить 4 розділи, 28 ілюстрацій та 16 посилань.

В роботі розглянуто використання пристроїв для ультразвукової медичної діагностики кінцівок людини які базуються на ефекті доплера, проведено порівняння імпульсно-хвильового та неперервно-хвильового доплерівського методу з метою дізнатися про їх недоліки та переваги.

Розраховано оптимальні параметри ультразвукового перетворювача для підвищення діагностичної точності. Проведено дослідження залежності результатів вимірювань від швидкості потоку крові, показані графіки для наочного спостереження за результатами виміру амплітудно-частотних характеристик пристрою.

Показано методи щодо удосконалення медичного ультразвукового обладнання для більш якісного діагностування в майбутньому суспільства.

## РЕФЕРАТ

Дипломная работа изложена на 97 страницах, она содержит 4 раздела, 28 иллюстраций и 16 ссылок.

В работе рассмотрено использование устройств для ультразвуковой медицинской диагностики конечностей человека основанной на эффекте Доплера, проведено сравнение импульсно-волнового и непрерывно-волнового доплеровского метода с целью узнать их недостатки и преимущества.

Просчитаны оптимальные параметры ультразвукового преобразователя для повышения диагностической точности. Проведено исследование зависимости результатов измерений от скорости потока крови, показаны графики для наглядного наблюдения за результатами измерения амплитудно-частотных характеристик устройства.

Показано методы по совершенствованию медицинского ультразвукового оборудования для качественного диагностирования в будущем общества.

## ABSTRACT

The diploma presented on 97 pages, it contains 4 chapters, 28 illustrations and 16 references.

The paper considers the use of devices for ultrasound medical diagnosis of human limbs based on the Doppler effect, comparing pulsed-wave and continuous-wave Doppler methods in order to find out about their disadvantages and advantages. Ultrasound doppler comparison with other methods of brain blood flow research has several advantages: non-invasiveness, lack of radiation load, the possibility of multiple repetition for observation in dynamics.

In more advanced ultrasound systems, it is possible to use duplex sensors operating in the B-mode and CW-mode. These can be convective, linear, or phased electronic scan sensors. If the transmitting-transmitting beam of the sensor intersects the vessel, in the total signal there are components with Doppler frequency displacements proportional to the projections of the velocities of the elements of the blood towards the direction of the sensor. The optimal parameters of an ultrasonic transducer for increasing diagnostic accuracy are calculated. The study of the dependence of the measurement results on the flow rate of the blood has been performed, graphs are shown for the visual observation of the results of measuring the amplitude-frequency characteristics of the device.

One of the most important quantitative parameters that are determined in the process of ultrasound Doppler diagnostic studies is the flow or blood flow  $Q$ . Blood expenditure is determined directly by the measured time average velocity (TAV), which is averaged over time and the average blood flow velocity cross-sectional blood vessel. Calculated blood flow indexes.

The methods for improving medical ultrasound equipment for better diagnostics in the future of society are shown.

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ ТА ТЕРМІНІВ .....	7
ВСТУП.....	8
РОЗДІЛ 1. Огляд і застосування доплера .....	11
1.1. Неперервний доплер.....	11
1.2. Імпульсно-хвильовий доплер .....	20
1.3. Аналіз імпульсно-хвильового доплера.....	28
РОЗДІЛ 2. ІНДЕКСИ КРОВОТОКУ .....	36
РОЗДІЛ 3. АКУСТИЧНИЙ РОЗРАХУНОК.....	40
3.1. Вибір робочої частоти, геометричних розмірів і матеріалів п'єзоперетворювача .....	40
3.2. Розрахунок величини доплерівського зсуву і вибір тривалості імпульсу .....	44
3.3. Розрахунок амплітудно-частотної характеристики п'єзоперетворювача .....	54
3.4. Передавальна функція п'єзоелектричного випромінювача.....	70
3.5. Передавальна функція п'єзоелектричного приймача.....	73
РОЗДІЛ 4. СТАРТАП-ПРОЕКТ.....	77
ВИСНОВКИ.....	79
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ .....	80
ДОДАТОК А.....	82
ДОДАТОК Б .....	89
ДОДАТОК В .....	90

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ ТА  
ТЕРМІНІВ

УЗДГ – ультразвукова доплерографія

УЗ – ультразвуковий

ГПМК – гострі порушення мозкового кровообігу

МАГ – магістральні артерії голови

CW – continuous wave (неперервно-хвильовий)

PW – pulsed wave (імпульсно-хвильовий)

## ВСТУП

Ультразвукова доплерографія (УЗДГ) - метод УЗДГ заснований на ефекті Доплера, який полягає в зменшенні частоти ультразвуку, відбитого від рухомого середовища, в тому числі від рухомих еритроцитів в крові. Зсув частоти (доплерівська частота) пропорційна швидкості руху крові в судинах і куту між віссю судини та датчиком. УЗДГ дозволяє крізь шкіру проводити вимірювання лінійної швидкості кровотоку і його напрямки в поверхнево розташованих судинах, в тому числі в екстракраніальних відділах сонних і хребетних артерій. Найбільше значення при дослідженні сонних артерій має вимірювання швидкості і напрямку кровотоку в кінцевій гілці артерії в очній ямці (з системи внутрішньої сонної артерії) - в надблоковій артерії в медіальному куті очниці (доплеровський офтальмологічний анастомоз), де вона анастомозує з кінцевими гілками (кутова артерія, тильна артерія носу) зовнішньої сонної артерії. Для визначення шляху колатерального кровообігу застосовуються тести компресії загальних сонних і зовнішніх сонних артерій, доступних компресії.

Ультразвукова доплерографія екстракраніальних і інтракраніальних артерій через ультразвукові вікна, на підставі вимірів лінійної швидкості, спектрального аналізу в поєднанні з компресійними пробами, дозволяє виявляти стенозуючі процеси і закупорки магістральних артерій голови та шиї.

Ультразвукова доплерографія в порівнянні з іншими методами досліджень мозкового кровотоку має ряд переваг: неінвазивність, відсутність радіаційного навантаження, можливість багаторазового повторення для спостереження в динаміці. Показники досліджуються в реальному часі. Це дає можливість проведення функціональних проб, за допомогою яких оцінюється стан механізмів регуляції мозкового кровотоку.

Можливості методу: діагностика стенозуючих, окклюзуючих подразнень артерій головного мозку, визначення рівня ураження, виявлення венозної дисциркуляції в різних басейнах, виявлення можливостей колатерального кровообігу, обстеження функціональних резервів артерій вілізієвого кола.



Показання для проведення ультразвукової доплерографії.

Судинні захворювання: мігрень, церебральна ангіодистонія, дисциркуляторна енцефалопатія, ГПМК, стенозуючі та оклюзуючі ураження МАГ. Пороки розвитку судин: гіпоплазії, артеріальні, артеріовенозні мальформації.

Ультразвукова доплерографія проводиться методом неперервного доплера і імпульсно-хвильового доплера.

Основний недолік методу неперервно-хвильового доплера - відсутність роздільної здатності по глибині (виключається в методі імпульсно-хвильового доплера).

Для того щоб спостерігати тільки одну судину, необхідно виділити певний інтервал у часі - строб, або ворот, і аналізувати ехо-сигнали, що приходять в строб. Положення цього інтервалу на осі часу  $t$  однозначно визначається глибиною розташування судини.

Якщо судина має великий діаметр, за допомогою короткого імпульсу можна аналізувати окремі ділянки по товщині судини, встановлюючи строб, рівний тривалості імпульсу, послідовно уздовж перерізу судини і отримувати характеристики швидкостей кровотоку в профілі судини.

В роботі запропоновані дещо інші співвідношення для індексів кровотоку. Ці індекси на думку деяких вчених, можуть виявитися більш діагностично значущими, оскільки характеризують пружно-еластичні властивості судин безпосередньо, через динамічний діапазон значень площі поперечного перерізу судини, тоді як традиційні індекси кровотоку дозволяють судити про такі властивості лише побічно, через динамічний діапазон швидкостей кровотоку.

Іншою важливою проблемою є вимірювання об'єму кровотоку. При вимірюванні ударного об'єму крові передбачається сталість площі поперечного перерізу судини:  $A = const$ . Тим часом, це обмеження є досить серйозним - в деяких роботах відзначається, що йому найкраще задовольняють аортальний клапан і вихідний тракт лівого шлуночка. В інших випадках, мабуть, слід очікувати неприйнятно високих похибок вимірювань.

Запропоновано більш реалістична геометрична модель, що враховує зміну в часі площу поперечного перерізу судини.

Допускається, що поперечний переріз судини може мати довільну, взагалі кажучи, форму. Крім того, зазначений спосіб вимірювання кривої  $A(t)$ , що описує зміну в часі площу поперечного перерізу судини.

Розраховані найкращі параметри перетворювача для підвищення діагностичної точності обладнання, що працює на основі ефекту доплера.

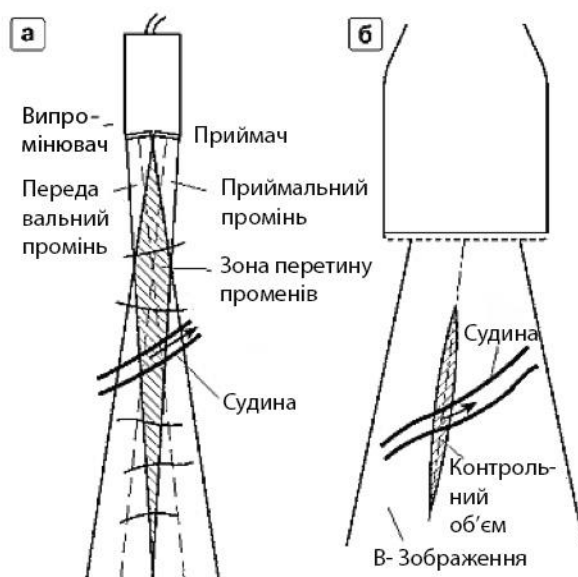
## РОЗДІЛ 1

### ОГЛЯД І ЗАСТОСУВАННЯ ДОПЛЕРА

#### 1.1. Неперервний доплер

Неперервно-хвильовий доплер (continuous wave Doppler - CW-Doppler) був першим і (на ранній стадії розвитку ультразвукових доплерівських систем) єдиним використовуваним методом доплерівської ехографії. У режимі CW випромінюються і приймаються синусоїдальні сигнали великої тривалості, які тому називаються неперервними. Насправді тривалість ехосигналів, що обробляються в системі, обмежена в часі, що пов'язано, зокрема, з необхідністю вимірювання доплерівського зсуву частоти на кінцевих інтервалах, що не перевищують  $5 \div 10$  мс. В іншому випадку неможливо оцінювати зміну спектра швидкостей кровотоку в часі на різних фазах серцевого циклу, тобто не реалізується принцип вимірювання "в реальному часі".

Для режиму CW використовуються спеціальні датчики, в яких випромінювання і прийом забезпечується окремими ультразвуковими перетворювачами. На рисунку 1.1(а) зображений двоелементний CW-датчик так званого олівцевого типу (pencil probe). Випромінювач і приймач датчика мають вигляд п'єзокерамічних напівдиска, акустично і електрично відокремлених один від одного. Випромінювач формує передавальний промінь, приймальний перетворювач сприймає приймальний промінь. Осі променів орієнтовані таким чином, щоб вони перетиналися на деякій глибині, в районі якої датчик повинен досліджувати судини.



Заштрихована робоча зона датчика – контрольний об'єм,  
а – олівцевий датчик, б – дуплексний датчик.

Рисунок 1.1. Датчики для неперервного доплера [2]

На випромінювач надходить неперервний синусоїдальний електричний сигнал з частотою  $f_0$ . У п'єзокерамічному випромінювачі електричний сигнал перетвориться в синусоїдальний ультразвуковий сигнал з тією ж частотою  $f_0$ . Випромінювані ультразвукові коливання, що поширюються вглиб біологічних тканин, в основному сконцентровані в межах передавального променя. У міру поширення ультразвукові коливання зазнають відбиття від акустичних неоднорідностей [1], і частина цих відбиттів у вигляді ехо-сигналів повертається до датчика і може бути прийнята його прийомним перетворювачем. Найкращим чином прийом ехо-сигналів здійснюється в межах приймального променя. Очевидно, що найбільш сприятливі умови дослідження мають місце в зоні перетину передавального і приймального променів (на рис.1.1. Ця зона заштрихована).

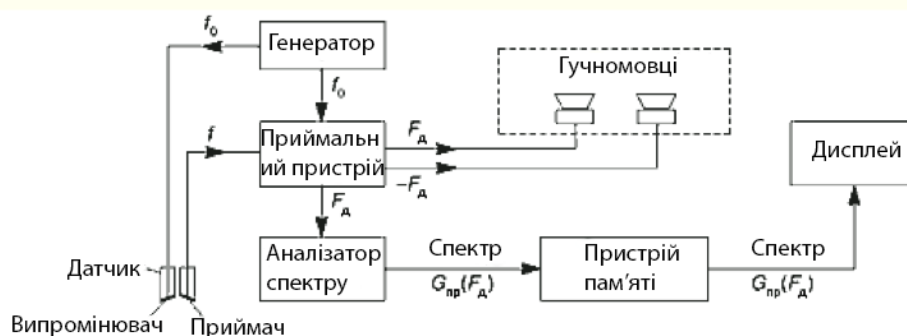


Рисунок 1.2. Неперервний доплер. Схема і основні пристрої систем випромінювання і обробки сигналів

Область перетину передавального і приймального променів, в якій аналізується доплерівський спектр ехо-сигналів, називається контрольним об'ємом.

Датчики олівцевого типу використовуються в доплерівських приладах, в яких відсутній В-режим, а також можуть застосовуватися як додаткові датчики в ультразвукових сканерах, в яких В-режим є основним.

У більш досконалих ультразвукових системах можливе використання дуплексних датчиків, що працюють в В-режимі та СW-режимі. Це можуть бути конвексні, лінійні чи фазированні датчики електронного сканування. Приймальний і передавальний промені в СW-режимі в цих датчиках формуються так само, як вони формуються в В-режимі [1], з тією лише різницею, що для випромінювання і прийому використовуються різні елементи матричного ультразвукового перетворювача. Це необхідно для зменшення проникнення потужних випромінюваних сигналів на вхід приймача. У такого роду дуплексних датчиках можна зменшити контрольний об'єм і, крім того, не змінюючи положення датчика на тілі, змінювати напрямок променя (steering) для отримання кращого ракурсу спостереження кровотоку. Важливо, що при цьому можна управляти напрямком променя, спостерігаючи область дослідження у вигляді двовірного В-зображення.

Основний внесок в сумарний сигнал, що приймається датчиком, який працює в СW-режимі, вносять ехо-сигнали від статичних (нерухомих) неоднорідностей. Частота цих ехосигналів дорівнює частоті випромінюваного сигналу  $f_0$ .

Якщо приймально-передавальний промінь датчика перетинає судину, в сумарному сигналі з'являються складові з доплерівськими зміщеннями частоти, пропорційні проекціям швидкостей елементів крові до напрямку до датчику. Таким чином, крім ехо-сигналів з частотою  $f_0$  в сумарному сигналі містяться ехо-сигнали з частотами  $f = f_0 + P_d$ .

З виходу датчика прийнятий ультразвуковий сигнал, перетворений приймачем датчика в електричний сигнал, подається в приймальний пристрій, в якому сигнал підсилюється і перетворюється таким чином, що на виході залишаються складові ехо-сигналу на частоті доплерівського зсуву частоти, тобто з частотами  $P_d = f - f_0$ . Одночасно визначається знак зсуву частоти: при позитивному зсуві кровотік прийнято називати прямим кровотоком, при негативному - зворотним кровотоком.

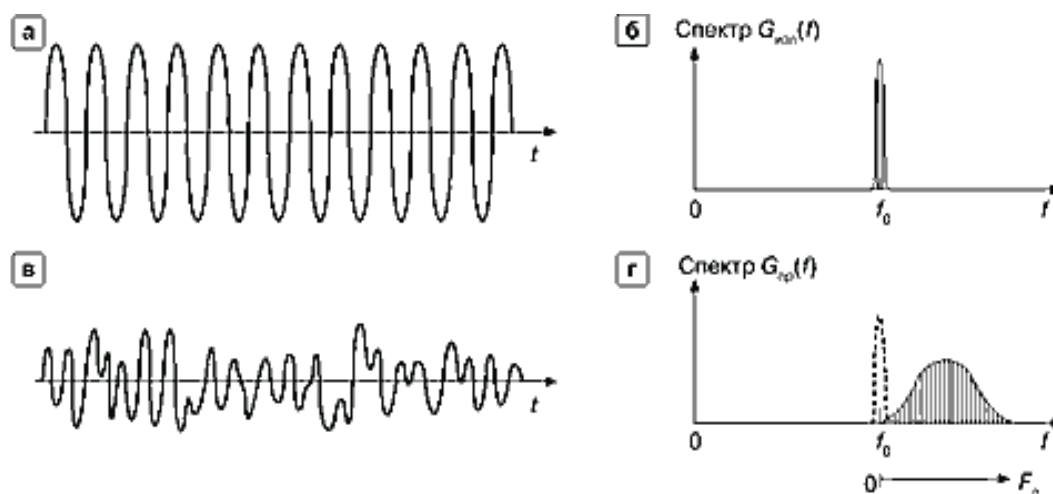
З виходу приймального пристрою сигнали надходять на аналізатор спектру частот, про який докладніше буде сказано нижче, і на гучномовці. Зазвичай застосовуються два гучномовця: на один з них подаються доплерівські сигнали прямого кровотоку, на інший - сигнали зворотного кровотоку. Вище було показано, що частоти доплерівського зсуву в основному лежать в діапазоні чутних звукових частот, тому вони можуть сприйматися людським вухом, будучи відтворені гучномовцями. Наявність двох гучномовців дає можливість одночасно чути з різних точок сигнали прямого і зворотного кровотоку. Очевидно, що це не має ніякого відношення до стереозображення в аудіосистемах. Відзначимо також, що чутні звуки частот доплерівського зсуву не мають нічого спільного з механічними шумами в серці та судинах, які можуть прослуховуватися або записуватися при фонокардіографії.

Сигнали з доплерівським зсувом частоти після обробки в спектральному аналізаторі запам'ятовуються в пристрої пам'яті і потім у вигляді спектра частот доплерівського зсуву відображаються на дисплеї приладу.

Відображення спектру частот доплерівського зсуву дозволяє зробити видимою на екрані сукупність коливань з різними частотами, які можна чути через гучномовці.

Розглянемо більш докладніше, як виглядає спектр частот доплерівського зсуву і як його прийнято відображати на дисплеї приладу.

На малюнку показані випромінюваний і приймальний сигнали, а також частотні спектри випромінюваного і приймального сигналів. Випромінюваний сигнал являє собою протяжну в часі синусоїду з частотою  $f_0$ . Тому його спектр має вигляд дуже вузького піку, центр якого розташований на осі частот в точці  $f_0$ . Такий вид спектра говорить про те, що в сигналі є тільки одна частотна складова.



а – випромінений сигнал, б – спектр випроміненого сигналу, в – приймаючий ехо-сигнал, г – спектр приймаючого ехо-сигналу.

Рисунок 1.3. Вид сигналів CW на тимчасовій осі і відповідний вид спектра частот цих сигналів [2]

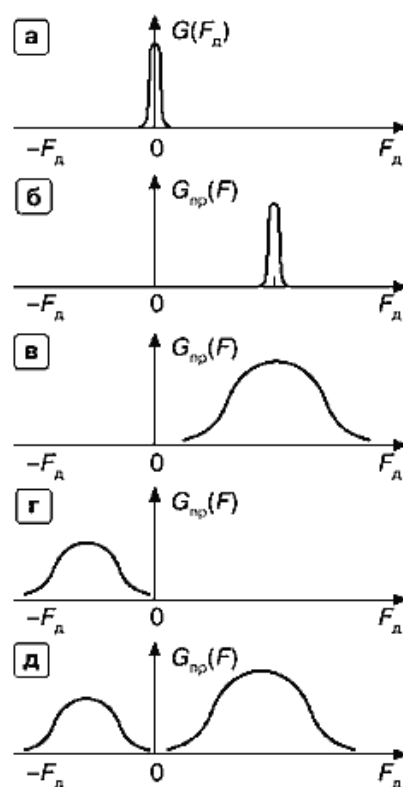
На рис.1.3. зображений вид прийнятого ехо-сигналу, відбитого від рухомих елементів крові в судині. Якби всі елементи рухалися з однією і тією ж швидкістю, то ехо-сигнал мав би вигляд синусоїди з частотою  $f$ , відмінною від  $f_0$ . Внаслідок того, що елементи крові рухаються з різними швидкостями, відбитий сигнал має складний вид, так як це сума синусоїд з різною частотою і різною амплітудою. Рисунок «г» ілюструє вид частотного спектра цього сигналу. Спектр сигналу, відбитого нерухомими структурами, на рис. «Г» показаний пунктиром. Він аналогічний спектру випромінюваного сигналу.

Доплерівський спектр, зміщений відносно частоти  $f_0$  праворуч, якщо доплерівські зміщення  $R_d$  позитивні (випадок прямого кровотоку), або вліво - якщо доплерівські зміщення частот негативні (випадок зворотного кровотоку). При

турбулентному кровотоці частина спектра знаходиться праворуч від  $f_0$ , а частина - зліва.

На рис. 1.3 «г» показано, як виглядає спектр ехо-сигналу на вході приймального пристрою. На виході приймального пристрою ті ж сигнали мають частоту доплерівського зсуву частоти, тобто вид спектра залишається тим же, але початок координати частот переноситься в точку  $f_0$ .

На малюнку 1.4 наведено приклади спектрів доплерівських зміщень частоти. Зображені спектр випромінюваного сигналу (рис. А), спектр ехо-сигналів в разі руху відбивачів з однією і тією ж швидкістю, спектр ехо-сигналів в разі прямого кровотоку в судині (елементи рухаються з різними швидкостями). На цьому ж малюнку показаний вид спектрів зворотного і турбулентного кровотоку.



- а - спектр частот випромінюваного неперервного сигналу (з ним по формі співпадає спектр ехо-сигналів від нерухомих відбивачів),
- б - спектр частот ехо-сигналів від відбивачів, що рухаються з однією й тією самою швидкістю,
- в - спектр частот ехо-сигналів прямого кровотоку,
- г - спектр частот ехо-сигналів зворотного кровотоку,
- д - спектр частот ехо-сигналів при турбулентному кровотоці.

Рисунок 1.4. Приклади спектрів частот доплерівського зсуву [2]



Наведені приклади характеризують спектр на певному інтервалі часу, досить короткому, щоб можна було вважати його незмінним. Такий спектр частот називається миттєвим спектром.

На рис. 1.5 зроблена спроба зобразити вид спектра частот доплерівського зсуву (або спектра швидкостей) в різні моменти часу  $t_1$ ,  $t_2$  і т.д. за допомогою тривимірного графіка. Тут присутня вісь часу  $t$ , так що можна аналізувати зміну спектра в залежності від фаз серцевого циклу.



Рисунок 1.5. Зміна спектра частот доплерівського зсуву в часі [2]

Як вже обговорювалось, на екрані доплерівського приладу зміна спектра в часі зображують по-іншому - у вигляді двовимірного графіка залежності доплерівського зсуву частот від часу (рис. 1.6)

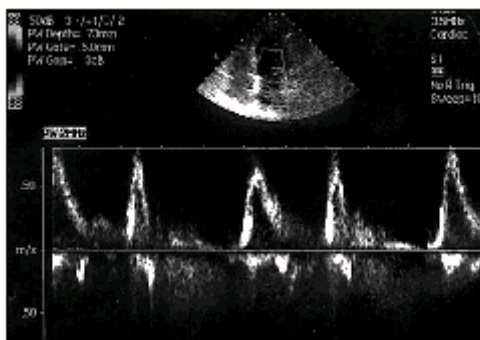


Рисунок 1.6. Зображення на екрані доплерівського приладу

Зазвичай використовується відображення мінливого в часі спектра доплерівського зсуву, викликаного вертикальними смугами з модуляцією яскравості.

Рівень ехосигналів для різних частот при цьому відображається у вигляді рівня яскравості, відповідної амплітуди ехосигналів. Як ми бачимо, використовується такий же сіро-шкальний метод, як і при побудові акустичних зображень в В-режимі. Найчастіше замість значень частоти на осі доплеровських зсувів частоти даються розрахункові значення проекції швидкості елементів кровотоку. Тоді на дисплеї відображається зміна в часі спектра швидкостей кровотоку (точніше, в даному випадку, спектру проекцій швидкостей кровотоку). У багатьох випадках для діагностики абсолютні значення швидкості не настільки важливі в порівнянні з характером зміни в часі виду спектра швидкостей.

У дуплексних ультразвукових системах, де є можливість спостерігати двомірне акустичне зображення, можна отримати зображення судини, в перерізі якого оцінюється спектр частот доплерівського зсуву, і обчислити кут між віссю судини і напрямком на доплерівський датчик. Зазвичай ці обчислення проводяться в приладі автоматично після виставлення відповідних маркерних ліній по осі променя датчика і вздовж осі судини. Тому в таких приладах на тимчасовому графіку спектра відкладаються значення істинних швидкостей кровотоку.

Ми вже наголошували про негативний вплив пульсацій стінок серця і судин на спостережуваний спектр швидкостей кровотоку. Це вплив проявляється в області малих швидкостей кровотоку (низьких частот доплерівського зсуву). Для виключення з картини спектра складових, породжуваних пульсаціями, застосовуються спеціальні фільтри пульсацій стінок судин (wall filter), які не пропускають частоти доплерівського зсуву від нуля до деякої максимальної частоти, що дорівнює, наприклад, 80 або 120 Гц. Частота ця може змінюватися в залежності від того, яка частота датчика застосовується, або в залежності від типу спостережуваної судини. При спостереженні кровотоку в венах цей фільтр може взагалі відключатися.

Коли фільтр ввімкнений, це добре видно на дисплеї, так як в області малих швидкостей (частот) біля лінії нульових швидкостей мають місце темні смуги по обидва боки (спектр не відображається).

Крім пульсацій стінок судин додатковий вплив на спектр частот ехо-сигналів надають фізичні причини. В силу дуже малого розміру елементів крові (еритроцитів) рівень розкритих ними ультразвукових сигналів все більше, чим вище робоча частота сигналів, випромінюваних датчиком. Це призводить до деякого зсуву спектра частот ехо-сигналів (навіть за відсутності доплерівського зсуву) в сторону більш високих частот.

З іншого боку, внаслідок частотно-залежного характеру згасання ультразвукових коливань ехо-сигнали з великими частотами згасають сильніше, ніж ехо-сигнали з малими частотами. Це призводить до того, що спостережуваний спектр частот зсувається в бік дещо нижчих значень швидкості, тим більше, чим з більшої глибини отримані ехо-сигнали.

За тимчасовими спектральними характеристиками можна визначити зміну в часі середнього значення швидкості, а також максимального значення і зобразити їх на дисплеї (рис. 1.7.).

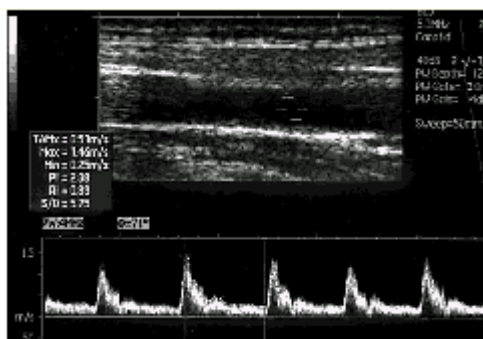


Рисунок. 1.7. Середня і максимальна швидкість кровотоку і вимір їх у часі

На закінчення розгляду методу неперервно-хвильового доплера вкажемо його професійні якості:

- хороша чутливість;
- можливість отримати кількісні характеристики кровотоку, що мають велику діагностичну інформативність;
- висока точність оцінки спектру частот доплерівського зсуву і спектру швидкостей кровотоку;

- однозначність вимірювання доплерівських зсувів частоти і, спектру швидкостей кровотоку у всьому діапазоні їх можливих змін;
- відносна простота технічної реалізації.

Недоліками методу є:

- отримання сумарної інформації у всьому діапазоні глибин без можливості виділення окремих ділянок внаслідок відсутності роздільної здатності по глибині (великий по глибині контрольний об'єм);
- залежність точності оцінки спектра швидкостей, а іноді і самої можливості оцінки спектра від кута  $\alpha$  між віссю УЗ-променя і напрямом кровотоку (наприклад - в разі  $\alpha = 0$  і за межами критичних кутів оцінка спектра неможлива);
- складність роботи для лікаря з огляду на необхідність маніпулювання датчиком і його орієнтацією для того, щоб в ультразвуковий промінь датчика потрапив тільки одна спостережувана судина і був обраний потрібний кут спостереження.

Області застосування методу неперервно-хвильового доплера - дослідження кровотоку в периферичних судинах, аналіз атріовентрикулярного і аортального кровотоку.

## 1.2. Імпульсно-хвильовий доплер

Основний недолік методу неперервно-хвильового доплера - відсутність роздільної здатності по глибині - виключається в методі імпульсно-хвильового доплера (Pulsed Wave Doppler - PW). Добре відомо, що для отримання двовимірного акустичного зображення (В-ехограми) в ультразвукових сканерах використовується випромінювання імпульсних сигналів. При цьому чим коротше в часі імпульси, тим краще роздільна здатність по глибині, або поздовжня роздільна здатність (longitudinal resolution) [1].

Малюнок пояснює сказане, зображуючи ехо-сигнали, відбиті від різних акустичних неоднорідностей (нерухомих - або статичних, і рухомих - або динамічних: кровотік в судинах), для двох типів сигналів - довгих і коротких. Якщо ультразвуковий датчик випромінює довгі імпульсні сигнали  $S_1(t)$ , то відбиті ехо-

сигнали часто накладаються один на одного в тих випадках, коли відбивачі знаходяться близько один від одного: наприклад, в випадку 1 для нерухомих відбивачів і в випадку 2 для рухливих відбивачів.

Якщо відбивач знаходиться далеко від інших (випадок 3), ехо-сигнал від нього сприймається окремо. Прийнято говорити, що у випадках 1 і 2 відсутній дозвіл відбивачів по глибині, а в разі 3 відбивач дозволяється.

Природно, коли випромінюється сигнал неперервний (CW), то він займає весь діапазон глибин так само, як і породжувані їм луна-сигнали, і дозвіл відбивачів по глибині неможливо.

Якщо використовувати короткий випромінюваний імпульс  $S_2(t)$ , то ехо-сигнали, відбиті окремими структурами у випадках 1 і 2, будуть сприйматися окремо на осі  $t$  (тимчасова вісь 2). Роздільна здатність по глибині тут істотно вище, ніж при сигналі  $S_1(t)$ . Однак дуже близько розташовані відбивачі, наприклад - елементи крові в судинах, окремо по глибині не виділяються. Мінімальний інтервал за часом між елементами, при якому ехо-сигнали сприймаються окремо, дорівнює тривалості сигналу за часом  $t$ . Відповідно, мінімальна відстань по глибині між елементами, при якому вони сприймаються окремо (дозволяються), дорівнює:

$$\Delta L = C \cdot t / 2$$

Для того щоб спостерігати тільки одну судину, необхідно виділити певний інтервал у часі - строб, або ворота (gate, або sample gate), та аналізувати ехо-сигнали, що приходять в стробі. Положення цього інтервалу на осі часу  $t$  однозначно визначається глибиною розташування судини.

Якщо судина має великий діаметр, за допомогою короткого імпульсу можна аналізувати окремі ділянки по товщині судини, встановлюючи строб, рівний тривалості імпульсу, послідовно уздовж перерізу судини і отримувати характеристики швидкостей кровотоку в профілі судини.

Вплив тривалості випромінюваних сигналів на роздільну здатність по глибині: при довгому сигналі  $S_1(t)$  роздільна здатність гірше (вісь 1), ніж при короткому сигналі  $S_2(t)$  (вісь 2) (рис. 1.8.) [2].

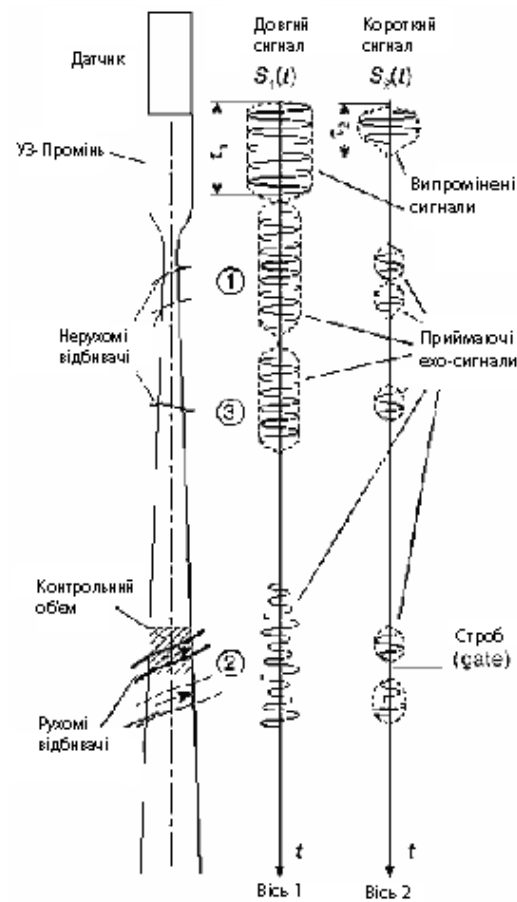


Рисунок 1.8. Вплив тривалості випромінюваних сигналів на роздільну здатність по глибині

При короткому сигналі можливе отримання інформації про швидкості кровотоку на окремих ділянках перетину великої судини (в профілі судини) (рис. 1.9.) [2].

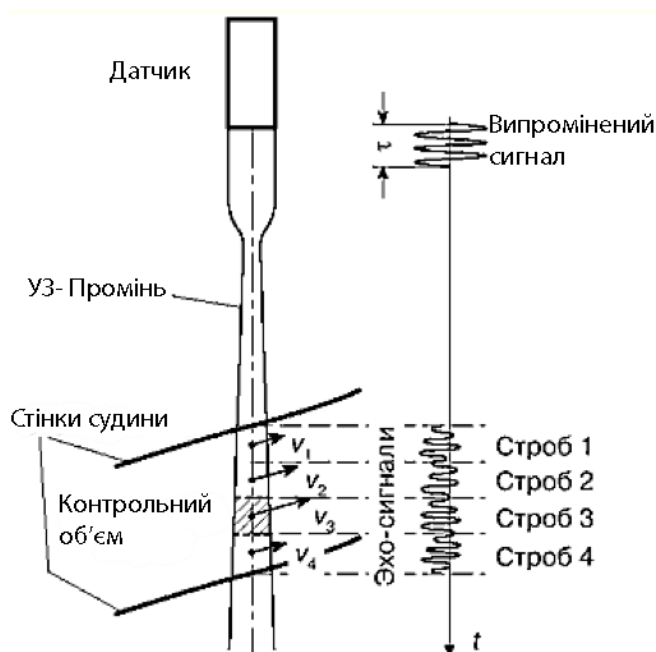


Рисунок 1.9.

Швидкість вимірюється окремо на кожній ділянці в Стробі 1, 2, 3 і 4.

Область, обмежена шириною приймально-передавального УЗ-променя і довжиною стробу, характеризує контрольний об'єм в імпульсно-хвильовому Доплері, тобто ту область, в якій оцінюється спектр швидкостей кровотоку. Довжина і положення стробу в часі (і відповідно, по глибині) однозначно пов'язані з розмірами і положенням контрольного об'єму. Тому часто замість терміна "строб" використовується поняття "контрольний об'єм". На початку дослідження, наприклад в тих випадках, коли ведеться пошук судини, довжина стробу може вибиратися в кілька разів більше довжини імпульсу. При цьому строб по глибині може мати розмір  $5 \div 10$  мм. Відповідно і контрольний об'єм, тобто область аналізу ехо-сигналів, досить великий.

При дослідженні швидкостей в профілі судини або в локальній області серця величина стробу вибирається мінімальною - майже рівною або трохи більшою, ніж довжина імпульсу випромінювання. В цьому випадку контрольний об'єм мінімальний, і послідовно пересуваючи строб по глибині, можна аналізувати спектр швидкостей в кожному з малих об'ємів.

Наведені приклади наочно ілюструють той факт, що для вимірювання доплерівських зсувів частоти на окремих інтервалах по глибині доцільно застосовувати короткі імпульсні сигнали. Це твердження потребує суттєвого уточнення. Справа в тому, що при використанні коротких сигналів виходить набагато нижча точність вимірювання доплерівського зсуву частоти, ніж при довгих сигналах.

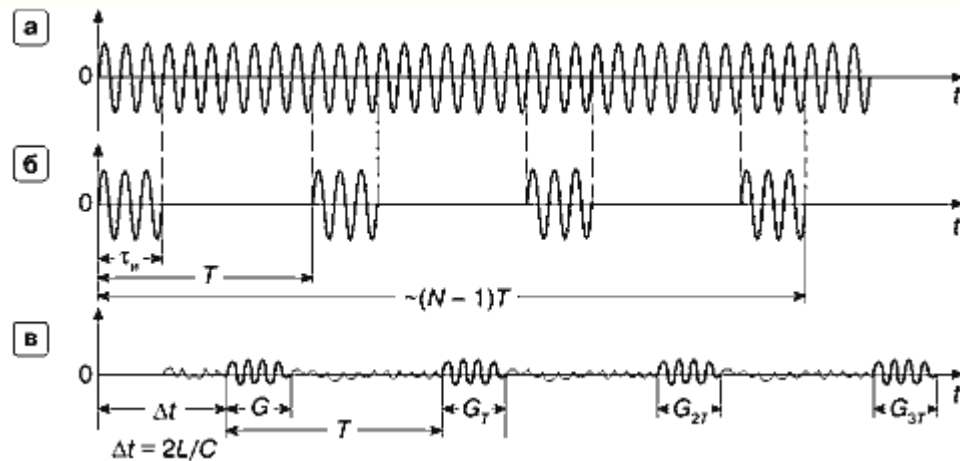
Це пояснюється, по-перше, тим, що короткі імпульси мають відповідно нижчий рівень енергії, і, отже, завжди присутні шуми і перешкоди в більшій мірі ускладнюють вимір зсуву частоти.

По-друге, зниження точності обумовлено тим, що зі зменшенням тривалості сигналу розширюється відповідний йому спектр частот. При цьому ускладнюється вимір малих доплерівських зсувів частоти, величина яких менше ширини спектра частот сигналу. Більш детально це пояснюється в наступних розділах.

Тому для вимірювання доплерівських зсувів частоти застосовуються не просто короткі імпульсні сигнали, а періодичні послідовності імпульсів, або так звана сукупність імпульсів. Використання сукупності коротких імпульсів дозволяє усунути згадані недоліки, так як енергія сукупності зростає зі збільшенням кількості імпульсів, а спектр стає більш вузьким. Таким чином, сукупність імпульсів дозволяє зберегти основні переваги довгого сигналу, що дозволяє з достатньою точністю вимірювати доплерівський зсув частоти. З іншого боку, сукупність коротких імпульсів дає можливість забезпечити ту ж роздільну здатність по глибині, що і один короткий імпульс.

На рис. 1.10. а показаний довгий синусоїдальний сигнал, з якого формується сукупність імпульсів (рис. б) шляхом вирізання коротких сигналів тривалістю  $t_i$  ті кожен, віддалений один від одного на інтервал  $T$ . Інтервал  $T$  називається періодом повторення імпульсів. Зворотня величина  $F = 1 / T$  називається частотою повторення імпульсів (pulse repetition frequency - PRF). це дуже важлива характеристика імпульсних доплерівських сигналів, про котрі ще буде сказано нижче.





а – сигнал генератора з частотою  $f_0$ ,  
 б – сформована сукупність з  $N$  імпульсів з періодом повторення  $T$ ,  
 в – сукупність ехо-імпульсів, відбитих від рухомих структур;  
 $G, G_t, G_{2t}, G_{3t}$  – строби, в яких здійснюється прийом ехо-сигналів з глибини  $L$ .

Рисунок 1.10. Імпульсно-хвильовий доплер [2]

Схема і основні пристрої підсистеми випромінювання і обробки сигналів в системі імпульсно-хвильового доплера показані на рис. 1.11.

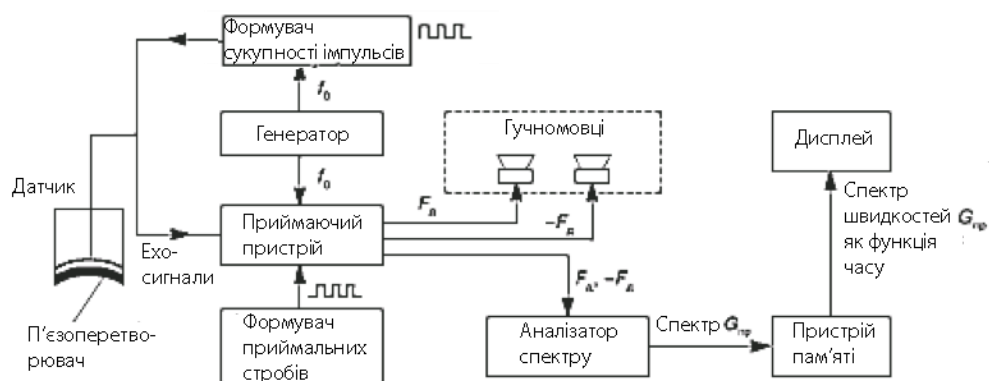


Рисунок 1.11. Імпульсно-хвильовий доплер. Схема та основні пристрої системи випромінювання та обробки сигналів [2]

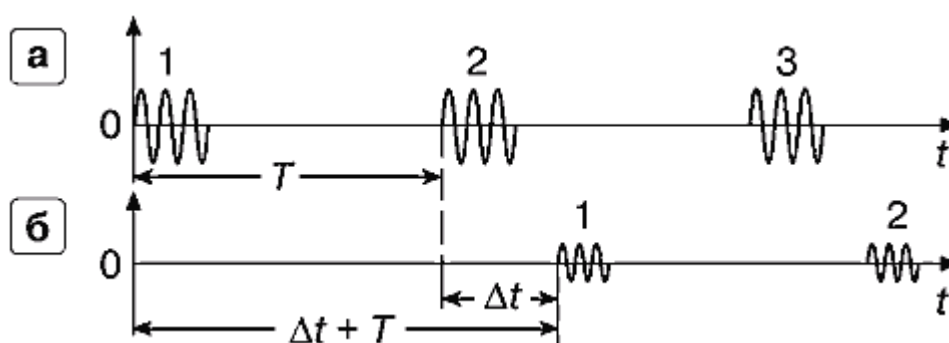
Сукупність імпульсів утворюється з неперервного сигналу генератора з частотою  $f_0$  за допомогою формувача сукупності і подається на п'єзоперетворювач датчика, в якому електричні сигнали трансформуються в механічні коливання ультразвукової частоти і випромінюються в напрямку, який визначається формою

променя датчика. Цей самий перетворювач служить і для прийому відбитих ехо-сигналів. У цьому принципова відмінність датчиків для імпульсно-хвильового доплера від датчиків для неперервно-хвильового доплера, де для випромінювання і прийому використовуються окремі п'єзоперетворювачі.

Прийняті датчиком акустичні ехо-сигнали перетворюються їм в електричні і надходять на приймальний пристрій. Ехо-сигнал від кожного відбиваючого елемента біологічних структур також представляє собою сукупність імпульсів, зміщену (спізнену) за часом щодо випромінюваної сукупності на час  $\Delta t = 2L / C$ , де  $L$  - глибина відбивача щодо поверхні датчика (рис. 1.10. В). Коли елементарних відбивачів багато і вони близько розташовані один щодо одного (що має місце при обстеженні біологічних структур), ехо-сигнали від них утворюють неперервний шумоподібний сигнал, в якому важко виділити імпульсні ехо-сигнали, що відповідають одному елементу. Для цього прийом здійснюється в стробі, позначених на рис. 1.10. в буквами G, GT, G2T і т.д. Строби встановлюються зі зсувом у часі щодо кожного з випромінюваних імпульсів сукупності на величину  $\Delta t = 2L / C$ , при цьому часовий інтервал між сусідніми стробами дорівнює  $T$ .

Як вже було сказано, глибина  $L$  відповідає очікуваному розташуванню обстежуваного об'єкта, наприклад судини або частини його перетину. Формування прийомних стробів є функцією одного з пристроїв системи. Після виділення ехо-сигналу його частота порівнюється з частотою  $f_0$  генератора, і якщо ехо-сигнал походить від рухомих структур (кровотоку), то виділяються складові ехо-сигналу з частотами доплерівського зсуву  $R_d$  (позитивними чи негативними). Ехо-сигнали на частоті доплерівського зсуву надходять на два гучномовця: один для позитивних, інший для негативних зсувів частоти. Ці ж ехо-сигнали подаються на аналізатор спектру, який обчислює спектр частот доплерівського зсуву  $G_{пр}$  ( $F_d$ ). Спектр запам'ятовується в пристрої пам'яті та відображається на дисплеї пристрою в вигляді картинки.

Припустимо тепер, що відображальна структура знаходиться не на глибині  $L$ , а на глибині  $L_1 = L + TC / 2$ , тобто на часовій відстані від початку осі часу, рівному  $(\Delta t + T)$ .



а – сукупність випромінених імпульсів, б – сукупність приймаючих сигналів.

Рисунок 1.12. Неоднозначність визначення глибини відображають структур в системах імпульсно-хвильового доплера [2]

Це означає, що імпульси сукупного ехо-сигналу потраплять в ворота GT, G2T і т.д. Система імпульсно-хвильового доплера виявить ці імпульси і сприйме їх також, як ехо-сигнали від структури на глибині  $L$ , і буде вимірювати їх спектр частот доплерівського зсуву. При цьому система не в змозі визначити точно - на який же дійсно глибині  $L$  або  $L1$  знаходиться відображальна структура, тобто має місце неоднозначність вимірювання глибини. Відбувається це в тих випадках, коли перший ехо-імпульс приходить пізніше, ніж датчиком випромінюється другий імпульс сукупності.

Якщо рухомі відображальні структури (наприклад, судини) знаходяться одночасно на глибинах  $L$  і  $L1$ , то система буде вимірювати якийсь сумарний доплерівський спектр, тобто давати завідомо неправильний результат.

Для того щоб не було неоднозначності визначення глибини, необхідно виконання наступної умови для величини періоду повторення імпульсів в пачці:  $T > 2L_{\max} / C$ , де  $L_{\max}$  - максимальна глибина, в межах якої ми хочемо забезпечити однозначні вимірювання.

До речі, ця вимога завжди виконується в режимі В, де теж в процесі сканування періодично випромінюються короткі імпульси, правда, на відміну від режиму імпульсно-хвильового доплера - в різних напрямках (променях).

Прагнення виконати вимогу однозначного виміру глибини в системах імпульсно-хвильового доплера заходить у суперечність із вимогою однозначного визначення доплерівського зсуву частоти.

### 1.3. Аналіз імпульсно-хвильового доплера

Системи з імпульсним доплером використовують перетворювач, який чергує передачу і прийом ультразвуку в деякому відношенні подібний перетворювачу, що працює в М-режимі. Одним з основних переваг імпульсного доплера є його здатність надавати дані доплерівського зсуву вибірково з невеликого сегмента з ультразвукового променя, званого "об'ємом зразка". Розташування об'єму зразка контролюється оператором.

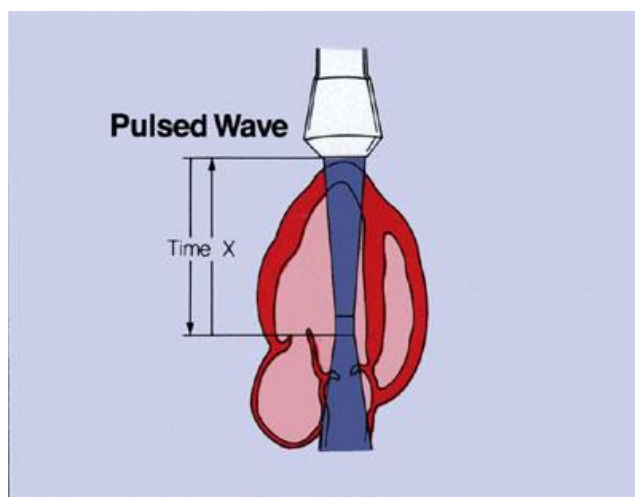


Рисунок 1.13.

Другою важливою перевагою імпульсного доплера є той факт, що деякі зображення можуть відображатися з доплером, і таким чином об'єм зразка може бути візуалізованим на двовимірному зображенні для наочності.



Рисунок 1.14. Візуалізація на двовимірному зображенні

Імпульсний доплер можна застосовувати при механічному і фазованому скануванні.

Насправді, так як швидкість поширення ультразвуку в тканинах є постійною, не є можливим використовувати доплер і візуалізацію на «повну потужність».

Так як в системах з механічним скануванням курсор і об'єм зразка знаходяться в режимі візуалізації в реальному часі, то двовимірне зображення «завмирає» коли доплер активний.

У більшості систем з фазованим скануванням прилад запрограмований періодично оновлювати один кадр двовимірного зображення кожні кілька отриманих відображень доплера:

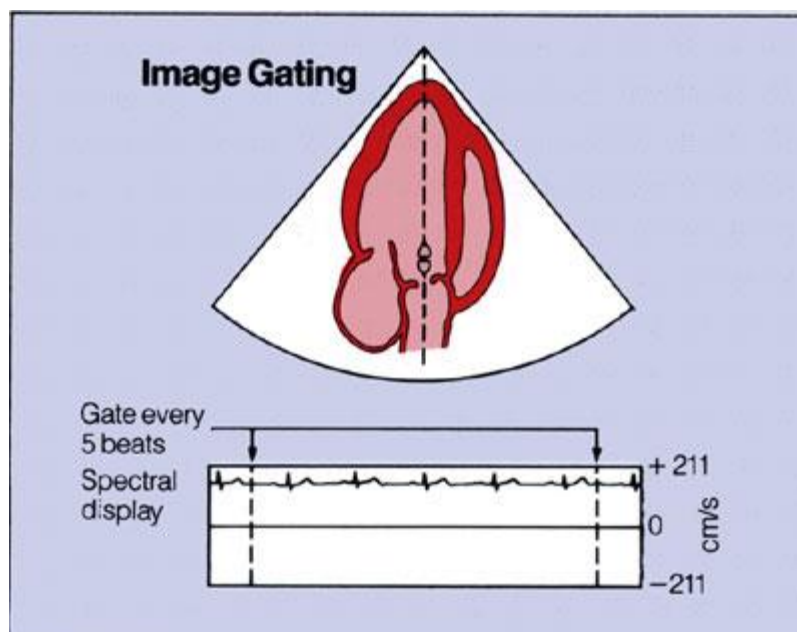


Рисунок 1.15. Побудова зображення у системи з фазованим скануванням

Основним недоліком імпульсного доплера є неможливість точного вимірювання високих швидкостей кровотоку, таких, які можуть виникнути у певних типів клапанів і вроджених хвороб серця.

Це недолік носить назву «елайзінг». Він проявляється в нездатності імпульсного доплера реєструвати потоки, що рухаються швидше, ніж 1,5 - 2 м / с.

Особливості імпульсного доплера.

У сучасній медичній ультразвукової діагностики в основному використовують ультразвукові прилади, скануючі в В-режимі реального масштабу часу. Це означає отримання на екрані дисплея картини площини перерізу досліджуваного об'єкта в двох просторових вимірах і фіксацію змін зображення відповідно до природного ходу часу, наприклад, пульсації судин.

В історичному плані скануванню в В-режимі в реальному ході часу передували прилади одновимірного статичного зображення типу А (від слова "амплітуда" - amplitude), прилади, що працюють в М-режимі (від слова "рух" - motion), що дозволяють фіксувати рух об'єкта в одновимірному зображенні і прилади типу В (від слова "яскравість" - brightness), що дають статичне двовірне зображення [4].

При використанні В-режиму застосовується періодичне випромінювання УЗ імпульсів у внутрішні структури організму і прийом сигналів, відбитих акустичними неоднорідностями структур. Сукупність прийнятих сигналів, названими ехо-сигналами, дозволяє побудувати акустичне зображення біологічних тканин на спеціальному індикаторі (моніторі). Таким чином, інформація виходить насамперед за рахунок відображення УЗ коливань та утворення ехо-сигналів - вторинних сигналів, поширених в сторону, зворотну напрямленню випромінювання. Величина (рівень) ехосигналів визначається відбиваючими властивостями меж розділу структур, що перш за все пов'язано з різницею акустичних характеристик структур [5].

Крім того, на характеристики акустичного зображення впливають такі фізичні ефекти, як:

- переломлення - зміна напрямлення поширення УЗ сигналів при переході з одного середовища в інше;
- розсіювання - багаторазове перевідбиття УЗ сигналів на дрібних неоднорідностях;
- поглинання УЗ сигналів внаслідок в'язкості середовища.

У загальному вигляді структурна схема отримання акустичного зображення представлена на рис 1.16.

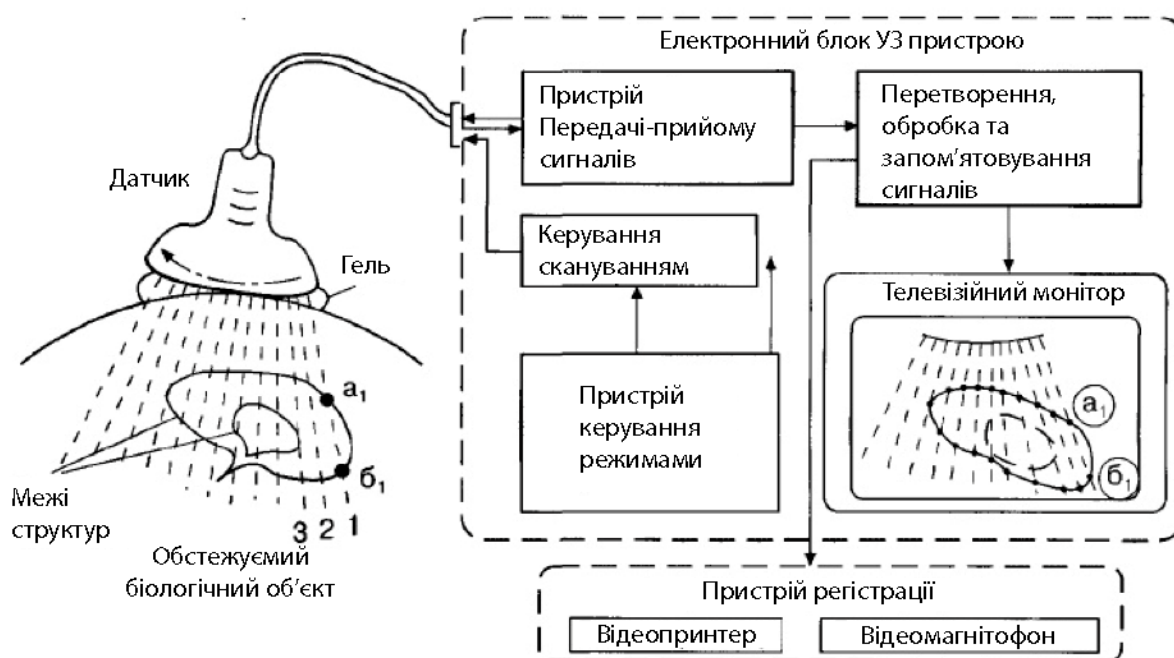


Рисунок 1.16. Структурна схема отримання двовірного зображення в УЗ приладі

Датчик забезпечує випромінювання УЗ сигналів в певних напрямках і прийом відбитих ехо-сигналів з цих самих напрямків. Змінюючи напрямок випромінювання-прийому, датчик здійснює сканування, тобто послідовний «перегляд» обстежуваної області. Для того щоб уникнути втрат потужності УЗ сигналів при проходженні через повітря, в якому згасання сигналів різко зростає, між поверхнею обстежуваного об'єкта (тіла пацієнта) і робочою поверхнею датчика наноситься шар спеціального гелю, що гарно проводить ультразвук.

Випромінювання і прийом УЗ сигналів в процесі сканування здійснюється періодично, при цьому кожен раз в обмеженій області простору, яка називається УЗ променем.

На рис. 1.17 в збільшеному масштабі зображено промінь 1, який орієнтований відповідно до напрямку своєї осі (штрихпунктир). У режимі випромінювання меж променя (суцільна лінія) визначають область, в якій в основному зосереджена випромінювана потужність. Звичайно, це не означає, що за межами кордону потужність відразу спадає до нуля - це фізично неможливо. Межа є умовна і зазвичай проводиться по точкам, в яких рівень потужності випромінювання зменшується в порівнянні з максимальним рівнем на даній глибині в певне число



раз, наприклад в 4 рази (-6 дБ) або в 10 разів (-10 дБ). Максимальний рівень випромінювання на кожній глибині має місце уздовж осі променя. Все сказане відноситься до режиму випромінювання, і промінь в цьому випадку ми називаємо передаючим.

На початку чергового циклу сканування пристрій управління сканування (див. Рис. 1.16) забезпечує установку променя датчика в положення 1 (див. Рис. 1.16, 1.17). Пристрій передачі-прийому сигналів формує короткий передаючий електричний імпульс, який надходить на датчик. У датчику електричний імпульс перетворюється в зонduючий акустичний імпульс, який випромінюється в напрямку осі променя.

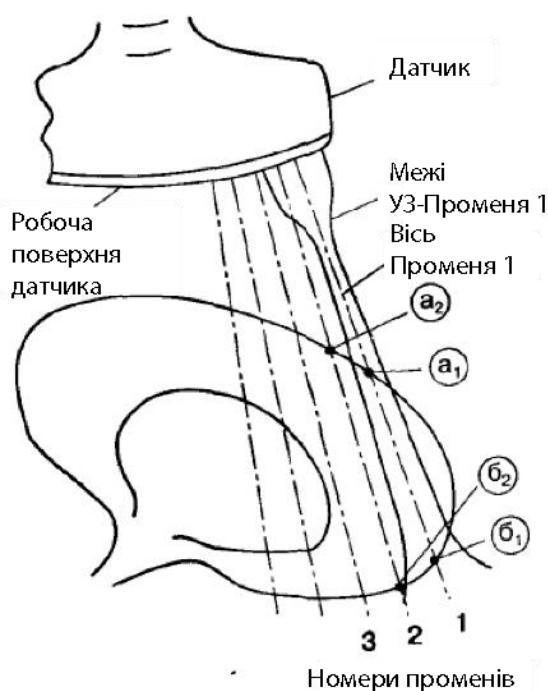


Рисунок. 1.17. Датчик і УЗ промені (збільшено)

Зондувальний імпульс починає рух всередину біологічного об'єкту, розповсюджуючись зі швидкістю, близькою до швидкості звуку в воді ( $C = 1500$  м/с). Нагадуємо, що за межами променя 1 зонduючий імпульс швидко зменшується по потужності, і тільки в межах променя його рівень досить великий. По мірі руху в межах променя зонduючий імпульс зменшується по потужності внаслідок відображення, розсіювання і поглинання частини його енергії.

Відразу ж після закінчення випромінювання зонduючого імпульсу датчик разом з пристроєм передачі-прийому переходить з режиму передачі в режим прийому сигналів. При цьому можна говорити про приймальний промінь датчика, який визначає просторову область, в якій датчик має максимальну чутливість на прийом. Промінь на випромінювання (передачу) і приймальний промінь збігаються по напрямку та близькі по вигляду, але в загальному випадку не обов'язково однакові за формою, що певним чином впливає на акустичне зображення.

Якщо на шляху зонduючого імпульсу, який продовжує свою подорож в межах передавального променя, зустрічаються акустичні неоднорідності (наприклад, а, і б, на рис. 1.16. І 1.17.), Частина потужності зонduючого імпульсу у вигляді ехо-сигналів відбивається в різних напрямленнях, в тому числі і в напрямку на датчик (рис. 1.18.).

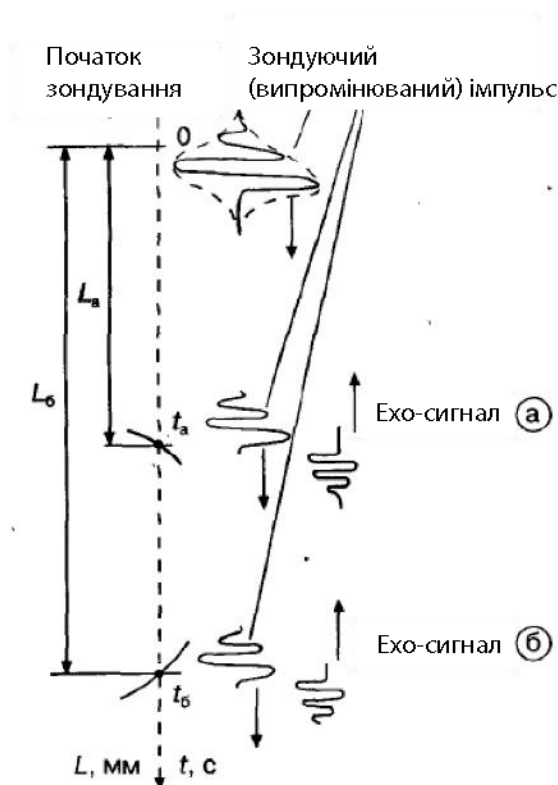


Рисунок 1.18. Визначення відстані до відбиваних неоднорідностей

З огляду на ті обставини, що зонduючий імпульс поширюється не тільки в межах передавального променя, а й за його межами (хоча і істотно меншого рівня), характеристики приймального променя надзвичайно важливі для отримання

якісного акустичного зображення. Якщо приймальний промінь такої самої ширини, як і передавальний, це дозволяє практично виключити прийом ехо-сигналів з області за межами загальних меж променів.

Ехо-сигнали від неоднорідностей ( $a_1$  і  $b_1$  на рис. 1.17) в межах променів при достатньому рівні відбиття приймаються датчиком, перетворюються в електричні імпульси і після посилення в пристрої передачі-прийому надходять в пристрій перетворення, обробки і запам'ятовування сигналів (рис. 1). На виході цього пристрою формуються сигнали у вигляді, що дозволяє відображати їх на телевізійному моніторі. Ехо-сигнали відображаються у вигляді яскравості відміток на невидимій лінії, відповідній осі УЗ променя 1. На рис. 1, де показаний вид екрану монітора, осі променів позначені пунктиром. Інформація у вигляді яскравості відміток уздовж осей називається акустичними рядками. Яскравість відміток на акустичних рядках відповідає амплітуді прийнятих ехо-сигналів.

Точно так само, як і для променя 1, здійснюється випромінювання і прийом сигналів в наступному зондуванні в напрямку променя 2. Вісь променя 2 знаходиться від осі променя 1 на відстані, співрозмірною з шириною променя. При цьому приймаються ехо-сигнали від неоднорідностей, що знаходяться в межах променя 2 ( $a_2$  і  $b_2$  на рис. 1.17). Таким же чином здійснюється зондування в променях 3, 4 і т.д. до останнього променя  $n$ . Осі всіх променів знаходяться в одній площині, яка називається площиною сканування. Всі ехо-сигнали, прийняті і перетворені приладом, відображаються на телевізійному моніторі на акустичних рядках, кожен з яких відповідає своєму променю. В результаті утворюється яскраве зображення, звідси і назва В-режим.

## РОЗДІЛ 2

### ІНДЕКСИ КРОВОТОКУ

Одним з найважливіших кількісних параметрів, які визначаються в процесі ультразвукових доплерівських діагностичних досліджень, є потік або витрата крові  $Q$ . Витрата крові визначається безпосередньо вимірюваною величиною time average velocity (TAV), яка являє собою усереднену за часом і середню по перерізу кровоносної судини швидкість потоку крові. Використовуючи TAV і дані про діаметр судини, можна обчислити величину так званої об'ємної швидкості потоку:

$$V_{vol} = Q \cdot 60 = A \cdot TAV \cdot 60,$$

де  $A = \frac{\pi \cdot D^2}{4}$  - площа поперечного перерізу судини.

TAV и  $V_{vol}$  є найважливішими діагностичними характеристиками для ідентифікації цілого ряду судинних патологій [6].

Щоб отримати кількісні параметри кровотоку, які не залежать від кута нахилу датчика, широко застосовують спеціальні індекси [7].

Розрахунок цих індексів базується на спектрально-часовому аналізі сигналів ультразвукових доплерівських систем засобів обчислень «огиноючої» спектрограми:

$$G_S(f, t) = \frac{1}{T} \cdot \left| \int_t^{t+T} S(t) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t) dt \right|^2$$

де  $S(t)$  – сигнал на вході доплерівській системи.

Зразковий вид такої обвідної, пропорційній кривій максимальних швидкостей еритроцитів  $V_{max}(t)$  показано на рис. 2.1.

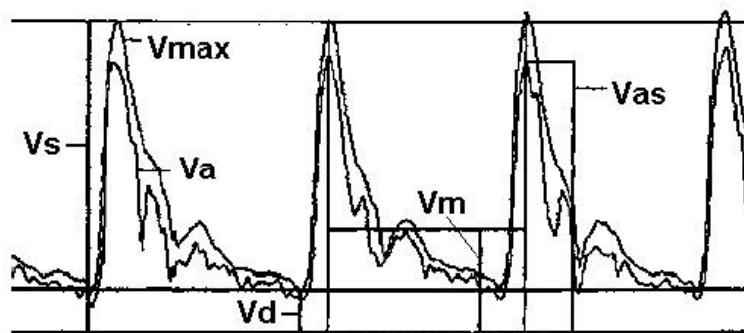


Рисунок 2.1.

Для стисненого опису кривої  $V_{\max}(t)$  використовують індекси кровотоку, які тлумачаться зазвичай як міра пружно-еластичних властивостей судин:

- індекс опору  $RI = (V_s - V_D) / V_M$  (Індекс Пурсело);
- систоло-діастолічний індекс  $ISD = V_S / V_D$  (Індекс Стюарта);
- індекс пульсації  $PI = (V_s - V_D) / V_M$  (Індекс Геслінга).

де  $V_S = \max[V_{\max}(t)]$  – максимальна систолічна швидкість;  $V_D = \min[V_{\max}(t)]$  –

кінцева діастолічна швидкість;  $V_M = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_{\max}(t) dt$  – середня швидкість.

Другий важливий параметр кровотоку – об'єм кровотоку, традиційно обчислюється згідно з виразом:

$$SV = V_{AM} \cdot T_h \cdot A$$

На сьогоднішній день запропоновано дещо інші співвідношення для цих індексів кровотоку [8]:

$$ISD_{new} = P_S / P_D$$

$$PI_{new} = (P_s - P_D) / P_M$$

$$RI_{new} = (P_s - P_D) / P_S$$

де  $P_S = \max[P_{\max}(t)]$ ,  $P_D = \min[P_{\max}(t)]$ , а в якості «носія інформації» замість кривої  $V_{\max}(t)$  використовується крива  $P(t)$  миттєвої (короткочасової) потужності сигналу  $S(t)$ :

$$P(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} S^2(t) dt$$

Ці індекси можуть виявитися більш діагностично значущими, оскільки характеризують пружно-еластичні властивості судин безпосередньо, через динамічний діапазон значень площі поперечного перерізу судини, тоді як традиційні індекси кровотоку дозволяють судити про такі властивості лише побічно, через динамічний діапазон швидкостей кровотоку.

Іншою важливою проблемою є вимірювання об'єму кровотоку. При вимірюванні ударного об'єму крові передбачається сталість площі поперечного перерізу судини:  $A = \text{const}$ .

Пропонується апроксимувати судину тілом обертання, вказане обмеження, по суті, замінюється новим обмеженням, оскільки форма поперечного перерізу судини навряд чи завжди близька до окружності [9].

В результаті запропонований ударний об'єм обчислювати через:

$$SV_{\text{new}} = \int_0^{T_h} A(t) \cdot V_A(t) dt,$$

де  $A(t)$  - змінна площа поперечного перерізу судини, що визначається співвідношенням

$$A(t) = \frac{A_{\max}}{P_{\max}} \cdot P(t),$$

де  $P_{\max}$  - максимальне значення кривої  $P(t)$ ;  $A_{\max} = \frac{\pi \cdot D_{\max}^2}{4}$ .

Коефіцієнт пропорційності  $\frac{A_{\max}}{P_{\max}}$  - це калібрувальний множник, що застосовується для переходу від кривої  $P(t)$  до кривої  $A(t)$ . [10-12]

Запропонована більш реалістична геометрична модель, що враховує зміну в часі площі поперечного перерізу судини (рис.2.2).

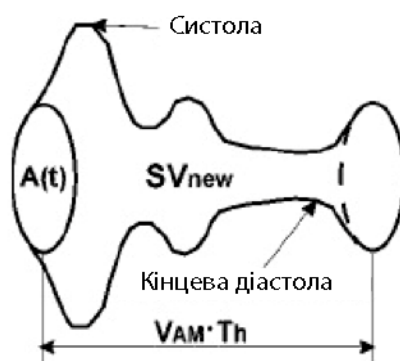


Рисунок 2.2. Геометрична модель судини

На сьогоднішній день відомі повні спектри потужності доплерівського сигналу при зондуванні короткими імпульсами фокусованого пучка хвиль.

Але на сьогоднішній день не отримано аналітичні вирази для доплерівських спектрів, які враховують довільне співвідношення між тривалістю зондуючого імпульсу і діаметром кровоносної судини [13].

## РОЗДІЛ 3

### АКУСТИЧНИЙ РОЗРАХУНОК

#### 3.1. Вибір робочої частоти, геометричних розмірів і матеріалів п'єзоперетворювача

Подальший розрахунок будемо робити для дистальної поверхневої стегнової артерії, глибина залягання якої відносно поверхні дорівнює 4 см [14].

При виборі робочої частоти доведеться піти на компроміс із-за суперечливих вимог до високої роздільної здатності (сюди ми включаємо як просторову роздільну здатність так і по швидкості кровотоку) і великої глибини проникнення ультразвуку. Оптимальним діапазоном робочої частоти для доплерівських приладів є діапазон 2 - 20 МГц. При цьому частоти доплерівського зсуву знаходяться в звуковому діапазоні. Виходячи з глибини залягання розглянутої артерії задамося робочою частотою рівною  $f_o = 4$  МГц.

Для даної частоти виберемо діаметр і п'єзокерамічний матеріал для п'єзоперетворювача і стандартного ряду розмірів. Прийmemo діаметр п'єзоперетворювача рівним  $d = 10$  мм.

П'єзокерамічні матеріали мають перевагу перед монокристалічними п'єзоматеріалами в тому, що вони в багатьох випадках дешевше, допускають просту технологію виготовлення п'єзоелементів різної форми і разом з тим мають високі коефіцієнти електромеханічного зв'язку і досить хороші механічні і температурні властивості. Тому п'єзокерамічні перетворювачі в даний час дуже добре використовуються в різних ультразвукових приладах. Однак ці п'єзоматеріали мають великі діелектричні проникності, порівняно високі діелектричні і акустичні дисипативні втрати, і тому їх частотний робочий діапазон обмежується в кращому випадку кількома десятками мегагерц.

П'єзокераміки це полікристалічні сегнетоелектричні матеріали. Через хаотичного розташування полярних осей відокремлених кристалом, в неполяризованому стані ці кераміки не володіють п'єзоефектом. При поляризації сильним електричним полем полярні осі більшості кристалітів переорієнтуються в напрямку поляризуючого поля. Після зняття цього поля зберігається залишкова



поляризація, і таким чином виходять полікристалічні матеріали, що мають властивості, схожими на властивості п'єзоелектричних кристалів.

Одним з перших п'єзокерамічних матеріалів, які знайшли досить широке застосування у виробництві електроакустичних перетворювачів, був титан барію ( $\text{BaTiO}_3$ ) [15]. Температура Кюрі цієї п'єзокераміки  $120^\circ\text{C}$ , і тому, незважаючи на хороші п'єзоелектричні властивості, титанобарійові перетворювачі можуть використовуватися тільки в пристроях, що допускають велику температурну нестабільність чутливості і резонансної частоти. Ці перетворювачі використовуються при температурах нижче  $+60^\circ\text{C}$ .

Ще більшою температурною стабільністю і розширеним інтервалом робочих температур володіють тверді розчини титану барію - кальцію - свинцю ( $\text{BaCaPb})\cdot\text{TiO}_3$ . П'єзоелектричні і діелектричні параметри цієї кераміки сприяють успішному її застосуванню при виготовленні п'єзоелектричних приймачів. У режимі випромінювання кращими властивостями володіють перетворювачі з п'єзокераміки титану барію - кальцію з кобальтом. Ця кераміка має невеликі діелектричні втрати, але її недоліком є низька температура Кюрі - близько  $105^\circ\text{C}$ .

В даний час титанобарійові п'єзоелектричні перетворювачі витісняються перетворювачами з п'єзокерамічних матеріалів на основі цирконата - титанату свинцю  $\text{Pb}(\text{ZrTi})\text{O}_3$  або на основі ніабатів. У порівнянні з п'єзокерамікою титаната барію ці матеріали мають підвищену температурну стабільність і кращі п'єзоелектричні властивості.

Виготовляються в Росії п'єзокераміки цирконата - титанату свинцю скорочено позначаються ЦТС, в США - PZT. Окремі марки, що відрізняються хімічним складом, забезпечуються відповідними цифрами і буквами, наприклад ЦТС-19, ЦТС -21, ЦТСНВ-1 і т. Д. П'єзокераміка ЦТС є твердими розчинами цирконата свинцю  $\text{PbZrO}_3$  і титаната свинцю  $\text{PbTiO}_3$  з домішками деяких трьох- і п'ятивалентних елементів і частковим заміщенням свинцю стронцієм.

Наприклад, широко використовувана п'єзокераміка ЦТС-19 має стехіометричний склад  $\text{Pb}_{0.95}\text{Sr}_{0.05}(\text{Zr}_{0.53}\text{Ti}_{0.47})+\text{Nb}_2\text{O}_5\cdot 1\%$ .

Шляхом зміни хімічного складу фізичні властивості цих керамік можна змінювати в досить широких межах без істотного зменшення п'єзоелектричного ефекту. Для деяких з цих матеріалів коефіцієнт електро механічного зв'язку досягає 0.5 і більше, а температура Кюрі перевищує 300 °С. Високі температури Кюрі мають п'єзокераміки ЦТС-21 і ЦТС-22 - відповідно 410 і 330 °С. Крім того п'єзокераміка ЦТС-22 володіє малими механічними втратами. Однак коефіцієнти електро механічного зв'язку цих п'єзокерамік значно менше відповідних коефіцієнтів для п'єзокераміки ЦТС-19. Малі діелектричні втрати і високі коефіцієнти електро механічного зв'язку мають п'єзокераміки ЦТС-23 і ЦТС-24.

З ніобатних п'єзокерамічних матеріалів найбільш вивченими і широко вживаними є кераміки ніобата барію - свинцю  $Pb_{1-x}Ba_xNb_2O_6$  ( $x=0\div 1$ ) і кераміка ніобата натрію - калію  $K_xNa_{1-x}NbO_3$ . Основою п'єзокераміки ніобата барію - свинцю є метаніобат свинцю  $PbNbO_6$ . Ніобат барію додається для зменшення зернистості кераміки і необхідної напруженості поляризуючого електричного поля. Крім того, при зміні концентрації компонентів можна в широких межах змінювати електро механічні властивості і температурні залежності параметрів цих керамік. Більшість ніобатних керамік мають більш високу температурну стабільність, ніж кераміки цирконата - титанату свинцю.

П'єзокераміка ніобата натрію - калію має найкращі електро механічні властивості при рівному вмісті ніобатів натрію і калію ( $Na_{0.5}K_{0.5}NbO_3$ ). При виготовленні високочастотних п'єзоелектричних перетворювачів використовується метод гарячого штампування, що дозволяє ущільнити структуру цієї кераміки. При цьому через збільшення швидкості ультразвуку збільшується коефіцієнт резонансної частоти п'єзоелементів, і ці п'єзокераміки можуть бути використані при виготовленні п'єзоелектричних перетворювачів з резонансними частотами до 40 МГц.

У загальному випадку параметри п'єзокерамічних матеріалів залежать від температури, а також нелінійно залежать від напруженості електричного поля при великій інтенсивності збудження [3].

Виходячи з вищевикладеного матеріалу виберемо п'єзокераміку PZT-8. Розрахуємо товщину пластини за такою формулою:

$$l_0 = \lambda / 2, \quad (3.1)$$

де  $l_0$  – товщина п'єзопластини;

$\lambda$  – довжина розповсюджуваної ультразвукової хвилі в п'єзокераміці, якщо

$$\lambda = V^D / f_0 \quad (3.2)$$

де  $V^D$  – швидкість поширення ультразвукових хвиль в п'єзокераміці,

$f_0$  – робоча частота.

Швидкість поширення ультразвукових хвиль в п'єзокераміці знайдемо з формули:

$$V^D = \sqrt{\frac{Y^E}{\rho}}, \quad (3.3)$$

де  $Y^E$  – модуль пружності пластини;

$\rho$  – щільність матеріалу.

Отже, для п'єзокераміки PZT-8 при використанні поперечного п'єзоефекту  $Y^E = 0.89 \cdot 10^{11} \text{ Па}$ ,  $\rho = 7.6 \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3$ . Виходячи з формули (3.3) знайдемо швидкість поширення ультразвукових хвиль в п'єзокераміці:

$$V^D = \sqrt{\frac{0.89 \cdot 10^{11}}{7.6 \cdot 10^3}} = 3422.06 \text{ м/с}.$$

Тоді довжина розповсюджуваної ультразвукової хвилі в п'єзокераміці відповідно до формули 3.2 дорівнює:

$$\lambda = \frac{3422.06}{4 \cdot 10^6} = 0.86 \text{ мм}.$$

Відповідно до формули 3.1 знайдемо товщину пластини:

$$l_0 = \frac{0.86}{2} = 0.43 \text{ мм}.$$

Статичну ємність знайдемо з формули:

$$c_0 = \frac{\varepsilon_{33}^s \cdot A_0}{l_0}, \quad (3.4)$$

де  $A_0$  – площа поверхні п'єзокераміки та  $\varepsilon_{33}^s$  – діелектрична проникність при постійній деформації (для п'єзокераміки PZT-8  $\varepsilon_{33}^s = 5133 \cdot 10^{-12} \text{Ф/м}$ ). Тоді  $A_0$  знайдемо по формулі:

$$A_0 = \frac{\pi \cdot d^2}{4}, \quad (3.5)$$

$$A_0 = \frac{(10 \cdot 10^{-3}) \cdot \pi}{4} = 78.5 \text{мкм}.$$

З урахуванням формули (3.4) і отриманих значень  $A_0$  та  $\varepsilon_{33}^s$  розрахуємо значення статичної ємності:

$$c_0 = \frac{5133 \cdot 10^{-12} \cdot 7.85 \cdot 10^{-5}}{0.43 \cdot 10^{-3}} = 937 \text{нФ}$$

### 3.2. Розрахунок величини доплерівського зсуву і вибір тривалості імпульсу

Щоб розрахувати частоту доплерівського зсуву скористаємося формулою:

$$\delta f_o = \pm \frac{2 \cdot V}{c} \cdot f_0 \cdot \cos \theta, \quad (3.6)$$

яка справедлива в тому випадку, якщо приймальний і передавальний перетворювачі суміщені в зонді. Тут  $\delta f_o$  – доплерівське зміщення,  $f_0$  – частота випромінювання,  $c$  – швидкість поширення ультразвуку в біотканині,  $V$  – швидкість кровотоку (см. табл.1.7),  $\theta$  – кут між векторами швидкості і бісектрисою кута між напрямками випромінювання і прийому [5].

Для доплерівських приладів кут  $\theta$  лежить в межах від  $40^\circ$  до  $75^\circ$ . Виберемо кут біля межі  $\theta = 75^\circ$ . Тоді з урахуванням формули 3.6 отримаємо, що величина доплерівського зсуву дорівнює

$$\mathcal{F}_o = \frac{2 \cdot 14.6 \cdot 10^{-2}}{1540} \cdot 4 \cdot 10^6 \cdot \cos 75^\circ = 196.3 \text{ Гц}.$$

Виберемо тривалість імпульсу.

Просторова роздільна здатність ультразвукової ехо-імпульсної системи визначається насамперед апертурою перетворювача, ступенем фокусування падаючого і відбитого пучків хвиль і тривалістю зондуючих імпульсів. Функціонально імпульсно-доплерівські системи призначені для просторового розміщення точок середовища по швидкостями їх руху. Надалі під оптимальною просторовою роздільною здатністю імпульсно-доплерівської системи, та під оптимальної апертурою перетворювача і тривалістю зондуючих імпульсів будуть розумітися такі значення цих параметрів, при яких забезпечується отримання досить точної інформації про середнє значення швидкості руху середовища в межах вимірювального об'єму, формованим зондуючим імпульсом.

Повна інформація про рух середовища в межах вимірювального об'єму міститься в спектрі потужності доплерівського сигналу. Одним з головних джерел спотворень спектрів, що призводять до зміщення оцінок середньої частоти доплерівського зсуву, є їх вихід за межі смуги однозначно визначених доплерівських частот (межа Найквіста). У цьому сенсі найбільш точними є результати оцінок, отриманих для спектрів з мінімальною шириною.

З іншого боку, точність вимірювання середньої частоти доплерівського спектра обговорюється, як правило, виходячи з відомої нерівності Рао-Крамера, який зв'язує середньоквадратичне відхилення оцінки частоти з величиною відношення  $S / N_0$  потужності сигналу до шуму, ефективною тривалістю доплерівського сигналу і його частотної модуляції. Згідно з умовою Рао-Крамера, можна підвищити точність оцінки середньої частоти, збільшуючи тривалість доплерівського сигналу від елементарного розсіювача ультразвуку і зменшуючи його частотну модуляцію. Фізично це означає, що вибір таких характеристик

імпульсно-доплерівської системи, при яких ширина спектра потужності доплерівського сигналу мінімальна, тому обидва підходи приводять до одного і того ж критерію оптимальності.

З використанням різних наближень і граничних умов для падаючого і відбитого пучків хвиль було показано, що ширина спектра доплерівського сигналу від лінії струму при неперервному режимі випромінювання не залежить від глибини її залягання для досить широкого діапазону глибин. Цей факт отримав експериментальне підтвердження. Аналогічним чином при імпульсному режимі випромінювання ширина спектра потужності доплерівського сигналу виявляється інваріантною щодо глибини зондування і визначається параметрами системи та фізичними характеристиками досліджуваного середовища. Інваріантність ширини спектра не тільки спрощує вибір оптимальних параметрів імпульсно-доплерівської системи, але і забезпечує стабільність її роботи в досить широкому діапазоні робочих глибин.

Висновок про інваріантності ширини спектра доплерівського сигналу справедливий лише в припущенні про відсутність значних градієнтів швидкості руху середовища в межах вимірювального об'єму. Питання про оптимальні параметри системи розглядається як для однорідного, так і для неоднорідних по швидкості руху потоків.

Визначимо оптимальну апертуру перетворювача і мінімальну допустиму тривалість зондуючих імпульсів, при яких ширина спектра потужності доплерівського сигналу задовольняє межу Найквіста:

$$\sigma \equiv \frac{2 \cdot V_0}{\lambda} \cdot \cos \theta \cdot \sigma_0 = \frac{2 \cdot V_0}{\lambda} \cdot \cos \theta \cdot \left\{ \frac{a^2}{8 \cdot l_D^2} \cdot \left( 1 + \frac{l_D^2}{R_0^2} \right) \cdot \operatorname{tg}^2 \theta + \frac{1}{(\pi \cdot N)^2} \right\}^{\frac{1}{2}} \leq \sigma_{MAX} \quad (3.7)$$

У рівнянні про відсутність градієнтів швидкості руху  $V_0$  середовища. Тут  $\sigma$  – дисперсія частоти доплерівського зсуву при використанні фокусуєного перетворювача з ефективною апертурою  $2a$  и гаусівською аподизуючою функцією,

$R_0$  – радіус кривизни активного елементу перетворювача,  $l_D = \pi a^2 / \lambda$  – довжина зони Френеля,  $\theta$  – кут між віссю пучка хвиль і лінією струму,  $N\lambda$  – довжина зондуючих імпульсів та  $\sigma_{max}$  – гранично допустима дисперсія спектра, що забезпечує необхідну точність вимірювання середньої доплерівської частоти. Залежно від того, яке з двох умов - Рао-Крамера або межа Найквіста, накладає більш жорсткі обмеження на ширину спектра, конкретне значення величини  $\sigma_{max}$  визначається або заданою частотою повторення зондувальних імпульсів, або рівнем шумів.

За фізичним змістом перший доданок в лівій частині (3.7) описує внесок в ширину спектра дифракційних ефектів поширення хвиль і їх фокусування. У відсутності фокусування ( $R_0 \rightarrow \infty$ ) збільшення апертури перетворювача призводить до звуження спектра через збільшення часу прольоту через пучок хвиль і зменшення частотної модуляції доплерівського сигналу, обумовленої просторовою зміною кута між локальним напрямком хвильового вектора і лінією струму. При наявності фокусування одночасно з цим зменшуються розміри фокальної області і, як наслідок, збільшується часопротіне розширення спектра. Оптимальна апертура перетворювача, яка мінімізує ширину спектра при дії цих двох факторів, дорівнює

$$2a = 2 \cdot \sqrt{\frac{\lambda \cdot R_0}{\pi}}; \quad (3.8)$$

при цьому  $l_D = R_0$ . Підставляючи (3.8) в (3.7), знаходимо нижню межу тривалості зондувальних імпульсів при заданому куті:

$$N \geq \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\cos \theta}{\left\{ \left( \frac{\sigma_{MAX} \cdot \lambda}{V_0} \right)^2 - \frac{\lambda}{\pi \cdot R_0} \cdot \sin^2 \theta \right\}^{\frac{1}{2}}}. \quad (3.9)$$

При оцінці оптимальних параметрів системи в разі неоднорідних потоків необхідно враховувати внесок в ширину спектра градієнтів швидкості руху, що призводить до збільшення його ширини і обмеження зверху допустимої тривалості

зондувальних імпульсів. Спектральні характеристики доплерівського сигналу можна знайти, скориставшись виразом для спектра потужності від лінії струму з координатами  $y, z$  (див. рисунок 3.1).

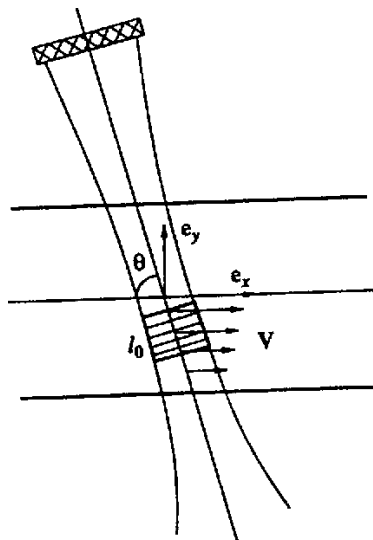


Рисунок 3.1. Визначення тривалості імпульсу

З точністю до постійного розмірного множника має вигляд:

$$\begin{aligned}
 S(\omega, y, z) = & \frac{(1 + \gamma^2)^{\frac{1}{2}}}{V(y, z) \cdot \cos^2 \theta \left\{ \sigma_0^4 + (\pi \cdot N)^{-4} \cdot \left[ \frac{l_0}{l_D} \cdot (1 + \gamma^2) - \gamma \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}}} \times \\
 & \times \frac{l_D^{\frac{3}{2}}}{\left[ (l_D - \gamma \cdot l_0)^2 + l_0^2 \right]^{\frac{3}{2}}} \exp \left\{ -\frac{\Omega^2}{2 \cdot \sigma_0^2} - \frac{4 \cdot l_D^2}{(l_D - \gamma \cdot l_0)^2 + l_0^2} \cdot \frac{z^2}{a^2} - \right. \\
 & \left. - \frac{4 \cdot (1 + \gamma^2) \cdot (\pi N)^{-2} \cdot \sigma_0^2}{\sigma_0^4 + (\pi \cdot N)^{-4} \cdot \left[ \frac{l_0}{l_D} \cdot (1 + \gamma^2) - \gamma \right]^2} \times \right. \\
 & \left. \times \left[ \frac{1}{\cos \theta} \cdot \frac{y}{a} - \operatorname{tg} \theta \cdot \left[ \frac{l_0}{l_D} \cdot (1 + \gamma^2) - \gamma \right] \cdot \frac{a^2}{8 \cdot l_D \cdot \sigma_0^2} \cdot \Omega \right]^2 \right\}, \\
 \Omega = & \frac{\omega}{2 \cdot k \cdot V(y, z) \cdot \cos \theta} - 1,
 \end{aligned} \tag{3.10}$$



де  $V(y, z)$  – швидкість руху вздовж лінії струму,  $l_0$  – глибина локування, яка відлічується уздовж лінії перетворювача,  $\gamma = l_D/R_0$  – ступінь фокусування,  $k = 2\pi/\lambda$  – хвильове число. Щоб трохи спростити викладки, обмежимося надалі розглядом найбільш цікавого для практики випадку досить великих кутів зондування:

$$\sigma_0 \cdot \pi \cdot N \gg l, \quad \sigma_0 \cdot l_D/a \gg l, \quad (3.11)$$

для яких за відсутності градієнтів швидкості інтервал допустимих значень  $N$ , згідно (3.9), найбільш широкий. З урахуванням (3.11) отримуємо

$$\begin{aligned} S(\omega, y, z) = & \frac{(1 + \gamma^2)^{\frac{1}{2}}}{V(y, z) \cdot \sigma_0^2 \cdot \cos^2 \theta} \cdot \frac{l_D^{\frac{3}{2}}}{\left[(l_D - \gamma \cdot l_0)^2 + l_0^2\right]^{\frac{3}{2}}} \times \\ & \times \exp \left\{ -\frac{\Omega^2}{2 \cdot \sigma_0^2} - \frac{4 \cdot l_D^2}{(l_D - \gamma \cdot l_0)^2 + l_0^2} \cdot \frac{z^2}{a^2} - \frac{1}{2 \cdot \sigma_0^2 \cdot (\pi \cdot N)^2} \times \right. \\ & \left. \times \left[ 8 \cdot \frac{\sigma_0 \cdot l_D}{a} \cdot \frac{1}{\sin \theta} \cdot \frac{y}{a} - \left[ \frac{l_0}{l_D} \cdot (1 + \gamma^2) - \gamma \right] \cdot \frac{\Omega}{\sigma_0} \right]^2 \right\}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Як видно з малюнка 3.1, розширення спектра, обумовлене кінцевою тривалістю імпульсів зондування, пов'язана перш за все з градієнтом швидкості в напрямку осі  $Oy$ . Тому при визначенні оптимальної тривалості можна без обмеження знехтувати залежністю від  $z$  величин  $V$  та  $\Omega$ , розкладанням яких по  $y$  з точністю до квадратичних членів має вигляд:

$$\begin{aligned} V(y) &= V_0 + V_0' \cdot y + \frac{V_0''}{2} \cdot y^2, \\ \Omega(y) &= \Omega_0 + \Omega_0' \cdot y + \frac{\Omega_0''}{2} \cdot y^2, \end{aligned} \quad (3.13)$$

де  $V_0$  – швидкість руху середовища вздовж лінії струму на глибині  $l_0$ . Підставляючи (3.13) в вираз (3.12) і інтегруючи останні по всіх лініях струму поблизу  $l_0$ , знаходимо повний спектр потужності доплерівського сигналу

$$\begin{aligned}
 S(\omega) = & \frac{\pi^2 \cdot a^2 \cdot N}{4 \cdot V_0 \cdot \sigma_0 \cdot \cos \theta} \cdot \frac{l_D^2}{(l_D - \gamma \cdot l_0)^2 + l_0^2} \times \\
 & \times \frac{1}{\left\{ 1 + \left( \Omega_0'^2 + \Omega_0'' \cdot \Omega_0'' \right) \cdot \frac{a^2 \cdot \cos^2 \theta}{8 \cdot (1 + \gamma^2)} \cdot (\pi \cdot N)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}} \times \\
 & \times \exp \left\{ - \left( \Omega_0'^2 \right) / \left( 2 \cdot \sigma_0^2 + \Omega_0'^2 \cdot \frac{\sin^2 \theta}{32} \cdot (N \cdot \lambda)^2 \cdot 2 \sigma_0^2 \times \right. \right. \\
 & \left. \left. \times \left[ 2 \cdot \sigma_0^2 + \Omega_0'' \cdot \Omega_0'' \cdot \frac{\sin^2 \theta}{32} (N \cdot \lambda)^2 \right]^{-1} \right) \right\}.
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

Спектр (3.14) не є симетричним і не описується функцією Гаусса через залежності за допомогою  $\Omega_0$  його "дисперсії" від частоти  $\omega$ . Зокрема,  $\Omega_0' = -\omega V_0' / \omega_0 V_0$ . Проте центральна частина спектра (3.14), для якої  $\omega$  близька до  $\omega_0$ , за формою практично збігається з кривою Гаусса, ширина якої має іншу, ніж в (3.7), залежність від  $N$ . За змістом розкладання (3.13) передбачається, що характерний просторовий масштаб  $d$ , на якому істотно змінюється швидкість руху, досить великий, тому в лінійному по  $(\lambda/d)^2$  наближенню дисперсія спектра потужності доплерівського сигналу описується виразом:

$$\begin{aligned}
 \sigma^2 = & \left( \frac{2 \cdot V_0}{\lambda} \cdot \cos \theta \right)^2 \cdot \left\{ \frac{a^2}{8 \cdot l_D^2} \cdot \left( 1 + \frac{l_D^2}{R_0^2} \right) \cdot \lg^2 \theta + \right. \\
 & \left. + \frac{1}{(\pi \cdot N)^2} + \frac{\sin^2 \theta}{64} \cdot (N \cdot \lambda)^2 \cdot \Omega_0'^2 \right\}.
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

неважко бачити, що допустимі (по точності вимірювання середньої частоти) значення тривалості зондувальних імпульсів знаходяться в інтервалі  $N_1 \leq N \leq N_2$ ,

де  $N_{1,2}$  суть позитивні корні біквдратного рівняння  $\sigma^2 = \sigma_{MAX}^2$ . При заданій апертурі перетворювача менший з цих двох коренів відповідає найкращою можливою поздовжньою роздільною здатністю імпульсно-доплерівської системи, сумісною з заданою точністю вимірювання середньої частоти в межах вимірювального об'єму, утвореного імпульсом. З іншого боку, тривалість зондуючих імпульсів, що забезпечує найвищу досяжну точність вимірювання, нескладно отримати, мінімізуючи дисперсію (3.15) по  $N$ . В результаті знаходимо

$$N = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{\pi}} \cdot \left( \lambda \cdot \sin \theta \cdot |\dot{\Omega}_0| \right)^{-\frac{1}{2}}. \quad (3.16)$$

При оцінці оптимальної апертури перетворювача в разі великих кутів зондування (3.11) найбільш важливий, очевидно, урахування Z-градієнтів швидкості руху. Обмежуючись, як і раніше, першими незникаючими членами в розкладанні дисперсії спектру, отримуємо

$$\sigma^2 = \left( \frac{2 \cdot V_0}{\lambda} \cdot \cos \theta \right)^2 \cdot \left\{ \sigma_0^2 + \frac{a^2}{8} \cdot \left[ \left( 1 - \gamma \cdot \frac{l_0}{l_d} \right)^2 + \frac{l_0^2}{l_d^2} \right] \cdot \dot{\Omega}_0^2 \right\}, \quad (3.17)$$

де  $\dot{\Omega}_0 = \partial \Omega / \partial z|_{l_0}$ . Неважко бачити, що найбільш вузьким є спектр доплерівського сигналу, одержуваного в режимі динамічного фокусування  $l_0 = R_0$ , коли мінімізується внесок в ширину спектра градієнтів швидкості руху середовища. Оскільки при цьому ехо-імпульсна система характеризується найкращою поперечною (фронтальною) роздільною здатністю, в подальшому будемо розглядати саме режим динамічного фокусування. Фізичні принципи вибору оптимальних параметрів з використанням загального виразу (3.17) в разі статичного фокусування аналогічні.

У реальних ехо-імпульсних ультразвукових систем, використовуваних, зокрема, в медичній діагностиці, поперечна роздільна здатність, як правило, гірше

поздовжньої навіть при наявності динамічного фокусування. У зв'язку з цим під оптимальною доцільно розуміти таку апертуру, яка забезпечує найкращу поперечну роздільну здатність, сумісну з заданою точністю вимірювання. Роздільна здатність тим вище, чим менше розміри фокальної плями і, відповідно, більше апертура а<sub>2</sub> фокуруючого перетворювача, тому необхідно знайти більший з двох позитивних коренів бікватратного рівняння  $\sigma^2 = \sigma_{MAX}^2$ . Маємо

$$a = \left\{ \left( \frac{\sigma_{MAX} \cdot \lambda \cdot R_0}{V_0 \cdot \sin \theta} \right)^2 - \left( \frac{2 \cdot R_0}{\pi \cdot N} \cdot \text{ctg} \theta \right)^2 + \right. \\ \left. + \left[ \left( \frac{\sigma_{MAX} \cdot \lambda \cdot R_0}{V_0 \cdot \sin \theta} \right)^2 - \left( \frac{2 \cdot R_0}{\pi \cdot N} \cdot \text{ctg} \theta \right)^2 \right]^2 - \right. \\ \left. - \frac{\lambda^2 \cdot R_0^2}{\pi^2} \cdot \left( 1 + R_0^2 \cdot \Omega_0'^2 \cdot \text{ctg}^2 \theta \right) \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (3.18)$$

найвища можлива точність вимірювання середньої частоти (з гіршою, ніж в (3.18), роздільною здатністю) досягається при апертурі перетворювача

$$2a = 2 \cdot \sqrt{\frac{\lambda \cdot R_0}{\pi} \cdot \left( 1 + R_0^2 \cdot \Omega_0'^2 \cdot \text{ctg}^2 \theta \right)^{\frac{1}{4}}}. \quad (3.19)$$

Заперечність підкореневого рівняння в (3.18) вказується на недосяжність заданого рівня точності вимірювання швидкості, що визначається величиною  $\sigma_{MAX}$ . В цьому випадку необхідно користуватися виразом (3.19), якому відповідає рівність нулю дискримінанту в (3.18)

У висновку відзначимо, що в залежності від конкретних умов застосування імпульсно-доплерівської системи можуть бути й інші обмеження на її параметри і, відповідно, інші критерії оптимальності. Зокрема, імпульсно-доплеровські системи кольорової візуалізації не задовольняють, як правило, чинним жорстким

стандартам на допустимі пікові та середні за часом і простором значення акустичного тиску для систем ультразвукової медичної діагностики. Тому просте збільшення тривалості зондувальних імпульсів, що приводить до збільшення інтенсивності ультразвукових коливань, не можна вважати в цьому випадку прийнятним без зменшення апертури перетворювача.

Отже, з формули (3.16) з урахуванням того, що  $\Omega_0^{-1} = \frac{d}{2}$ , де  $d$  – внутрішній діаметр дистальної поверхневої стегнової артерії, отримаємо:

$$N = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{\pi}} \cdot \left( 8.6 \cdot 10^{-4} \cdot \sin 75^\circ \cdot \left( \frac{0.43 \cdot 10^{-2}}{2} \right)^{-1} \right)^{-\frac{1}{2}} = 2.57.$$

Довжина зондуючих імпульсів в просторі:

$$N \cdot \lambda = 2.57 \cdot 8.6 \cdot 10^{-4} = 2.21 \text{ мм}$$

Знайдемо тривалість імпульсів з виразу [16]:

$$N \cdot \lambda = c \cdot \tau_u, \quad (3.20)$$

де  $\tau_u$  – тривалість імпульсів. Звідси

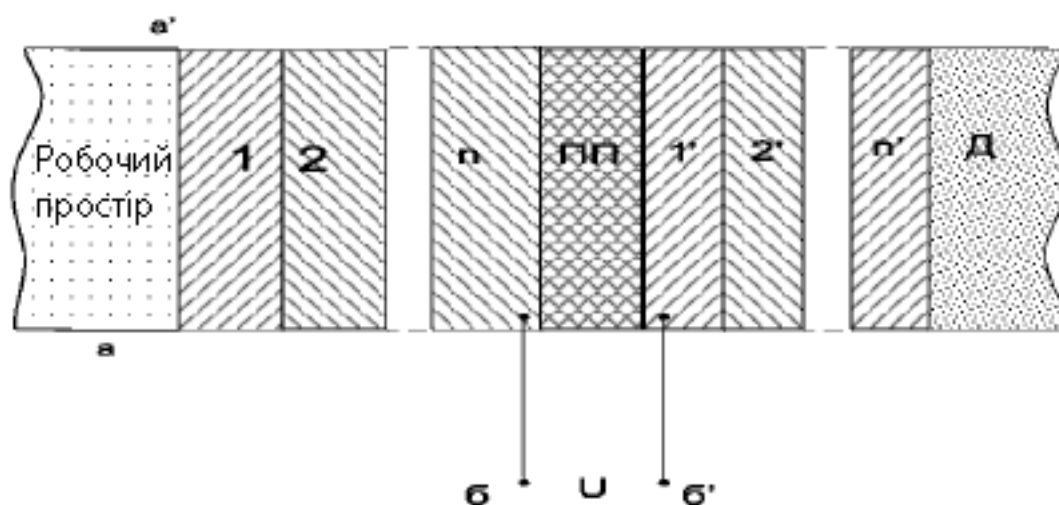
$$\tau_u = \frac{N \cdot \lambda}{c} \quad (3.21)$$

$$\tau_u = \frac{2.21 \cdot 10^{-3}}{1540} = 1.43 \text{ мкс}$$

### 3.3. Розрахунок амплітудно-частотної характеристики п'єзоперетворювача

В ультразвукових контрольно-вимірювальних приладах п'єзоперетворювачі служать для перетворення електричних коливань в механічні (ультразвукові) або навпаки. Зазвичай з робочим середовищем, в якій поширюються ультразвукові коливання, контактує тільки одна поверхня п'єзоелектричного перетворювача, яку можна назвати активною, інша поверхня може залишатися вільною або навантажуватися демпфіручим середовищем. Акустичний контакт п'єзоелектричного елемента з робочим середовищем і демпфером здійснюється безпосередньо або через перехідні шари.

Надалі під ультразвуковим п'єзоперетворювачем будемо розуміти систему, що складається з п'єзоелемента, перехідних шарів і демпфера, узагальнена схема якої показана на рис. 3.2.



Д – демпфер; 1, 2, ..., n; 1', 2', ... n' – перехідні шари

Рисунок 3.2. Узагальнена схема п'єзоелектричного перетворювача

Виходячи з цього, п'єзоперетворювач доцільно розглядати як електромеханічний чотиріполюсник з акустичним входом а-а' (або виходом) і електричним виходом б-б' (або входом). При цьому однією з найважливіших характеристик системи є її передавальна функція, тобто відношення вихідного впливу до вхідного. При аналізі акустичних систем загальноприйнято і широко

використовуються електромеханічні аналогії електрична напруга - сила і електричний струм - коливальна швидкість. При однорідних коливаннях пластин сила, що розвивається на активній поверхні, визначається як добуток коливального тиску на площу пластинки. Оскільки коливальний тиск - це сила, нормована по площі, то для розглянутого випадку в якості вхідних і вихідних впливів п'єзоперетворювача доцільно розглядати пару величин коливальний тиск - електрична напруга. Тоді передавальна функція п'єзоперетворювача, що працює в режимі прийому ультразвукових хвиль (п'єзоприймача), виражається в такий спосіб:

$$K_n = \frac{U_{\text{вих}}}{p}, \quad (3.21)$$

де  $U_{\text{вих}}$  – електрична напруга на виході;

$p$  – коливальний тиск в робочому середовищі без п'єзоприймача.

Передавальна функція п'єзоперетворювача, що працює в режимі прийому ультразвукових хвиль (п'єзовипромінювача), виражається таким чином:

$$K_u = \frac{p}{U_{\text{вх}}}, \quad (3.22)$$

де  $U_{\text{вх}}$  – електрична напруга на вході;

В ультразвукових вимірювальних приладах перетворювачі часто утворюють пари випромінювач-приймач або ж один перетворювач працює в режимі випромінювання-прийому. Передавальна функція такої системи має вигляд:

$$K = K_u \cdot K_n \cdot K_{cp} \quad (3.23)$$

де  $K_{cp}$  - передаточна функція робочого середовища.

Коли втрати і спотворення сигналу в робочому середовищі через поглинання, дифракції та інших причин відсутні,  $K_{cp}=1$  та передаточна функція (3.23) характеризує тільки властивості перетворювачів. З урахуванням (3.21) і (3.22), вираз (1.3) приймає вигляд:

$$K = K_u \cdot K_n = \frac{U_{вх}}{U_{вх}} \quad (3.24)$$

Оскільки передавальні функції є комплексними величинами, в багатьох практичних випадках ці функції доцільно висловлювати амплітудно-частотної  $K(\omega)$  и фазо-частотні  $\varphi(\omega)$  характеристиками. Ці характеристики дуже важливі при аналізі перетворювачів.

При розрахунку передавальних функцій п'єзоперетворювачів в основному використовується метод хвильового рівняння, часто іменований методом потенціалу, і метод еквівалентних схем. Логічним продовженням методу еквівалентних схем є уявлення п'єзоелектричного перетворювача у вигляді електромеханічного чотириполюсника, яким ми і будемо користуватися.

Для розрахунку необхідні матриці коефіцієнтів, що описують як електричні, так і механічні елементи систем. При цьому особливе місце займає еквівалентний чотириполюсник електромеханічного перетворювача, що зв'язує електричні параметри з механічними параметрами.





Рисунок 3.3. Еквівалентний чотириполіусник елементу  
ультразвукової системи

У загальному випадку будь-який елемент системи може бути схематично представлений чотириполіусником, показаним на рис.1.2. Вхідні  $X_1$ ,  $Y_1$  і вихідні  $X_2$ ,  $Y_2$  впливу зв'язуються рівняннями:

$$\begin{aligned} X_1 &= A_{11}X_2 + A_{12}Y_2 \\ Y_1 &= A_{21}X_2 + A_{22}Y_2 \end{aligned} \quad (3.25)$$

Ці ж рівняння в матричній формі приймають вигляд

$$\begin{Bmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{Bmatrix} = \|A_{mn}\| \cdot \begin{Bmatrix} X_2 \\ Y_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} X_2 \\ Y_2 \end{Bmatrix}. \quad (3.26)$$

$A_{mn}$  ( $m=1,2$ ;  $n=1,2$ ) – коефіцієнти чотириполіусника розглянутого елемента.

Якщо вхідними затискачами вважати 2-2, а вихідними 1-1 і змінити напрямки впливів  $Y_1$  і  $Y_2$  на протилежні, показані на рис. 3.2.2, то зв'язок між впливами  $X_2$ ,  $Y_2$  і  $X_1$ ,  $Y_1$  описується за допомогою матриці  $\|B\|$ , тобто

$$\begin{Bmatrix} X_2 \\ Y_2 \end{Bmatrix} = \|B\| \cdot \begin{Bmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{Bmatrix}. \quad (3.27)$$

Можна показати, що для пасивних чотириполіусників

$$\|B\| = \left\| \begin{matrix} A_{22} & A_{12} \\ A_{21} & A_{11} \end{matrix} \right\|. \quad (3.28)$$

Коефіцієнти чотириполіусників пов'язані умовою

$$A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21} = 1,$$

тобто для повного опису чотириполіусника досить знати тільки три коефіцієнти.

У разі розгляду електричного елемента під впливами  $X$  і  $Y$  розуміють електричну напругу і струм. Для п'єзоперетворювача, що працює в режимі випромінювання входними є електричні, а вихідними - механічні дії. На підставі електромеханічних аналогій електрична напруга - сила, електричний струм - коливальна швидкість надалі за механічні вплив приймемо силу і коливальну швидкість на активній поверхні п'єзоперетворювача. Таким чином, при аналізі еквівалентних чотириполіусників п'єзоелектричних пластин за вплив  $X_1$ ,  $Y_1$  будуть прийматися, відповідно, електрична напруга і струм, а через вплив  $X_2$ ,  $Y_2$  - коливальні сила і швидкість на її активній поверхні.

Механічні елементи ультразвукових систем у вигляді шарів деяких матеріалів можуть бути описані за допомогою матриць коефіцієнтів, що пов'язують силу і коливальну швидкість на одній поверхні цього шару з силою і коливальною швидкістю на іншій поверхні. Відповідно в даному випадку впливами  $X$  і  $Y$  є сила і коливальна швидкість.

Визначимо коефіцієнти еквівалентних чотириполіусників п'єзоелектричних пластинок.

Спочатку розрахуємо пластинку в режимі випромінювання. При складанні еквівалентного чотириполіусника п'єзовипромінювача вважається, що пластина з одного боку навантажена питомим акустичним імпедансом  $z_1$ , а з іншого  $z_2$ . Товщина пластинки  $l_0$ , площа металізованих еквіпотенційних поверхонь  $A_0$ . Активною поверхнею будемо вважати поверхню, навантажену на  $z_2$ .

Розріз п'єзоелектричної пластинки, що працює в режимі випромінювання, показаний на рис. 3.4. Механічні коливання в цій пластині порушуються гармонійною напругою з амплітудою  $U_1$ , при цьому через перетворювач протікає струм  $I_1$ .

Рівняння руху для п'єзопластинки записується у вигляді:

$$\rho_0 \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = \frac{\partial T}{\partial x}. \quad (3.29)$$

$\rho_0$  – густина;  $\xi$  – зміщення частинок в напрямку осі X;  $T$  – пружна напруга (позитивна для розтягування).

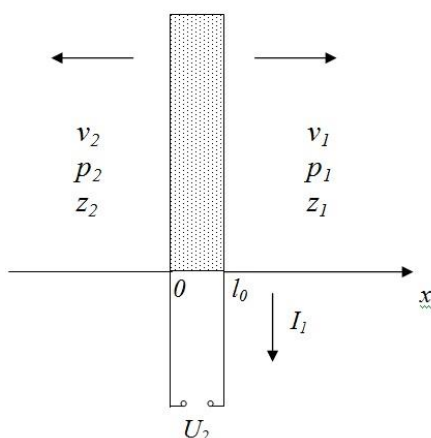


Рисунок 3.4. Випромінююча п'єзоелектрична пластинка

При збудженні випромінюючої пластинки гармонійною напругою зміщення  $\xi$  і напругою  $T$  теж будуть синусоїдальними функціями. Якщо кутова частота збуджуючої напруги дорівнює  $\omega$ , то

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = -\omega^2 \xi. \quad (3.30)$$

$$-\omega^2 \rho_0 \xi = \frac{\partial T}{\partial x}. \quad (3.31)$$

З урахуванням рівняння п'єзоефекту рівняння (3.31) переписується в наступному вигляді:

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\omega^2 \rho_0}{c^D} T = -\frac{\omega^2 \rho_0 e}{\varepsilon^S c^D} D. \quad (3.32)$$

Звідси, вводячи позначення  $\gamma_0^2 = -\omega^2 \rho_0 / c^D$ , отримуємо:

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} - \gamma_0^2 T = \gamma_0^2 \frac{e}{c^D} D. \quad (3.33)$$

Беручи до уваги механічні втрати в п'єзоперетворювачі, постійну пружності  $c^D$  треба вважати комплексною величиною:

$$c^D = c_0^D + j\omega a. \quad (3.34)$$

В цьому випадку  $c_0^D$  - дійсна величина;  $a$  - коефіцієнт пропорційності.

Для більшості п'єзоелектричних матеріалів  $\omega a \ll c_0^D$ , тому постійну поширення ультразвукової хвилі можна записати у вигляді:

$$\gamma_0 \approx j\omega \sqrt{\frac{\rho_0}{c_0^D}} + \frac{a\omega^2}{2c_0^D} \sqrt{\frac{\rho_0}{c_0^D}}. \quad (3.35)$$

В цьому рівнянні:

$\sqrt{\frac{c_0^D}{\rho_0}} = v^D$  - фазова швидкість поширення ультразвукової хвилі в п'єзопластинці;

$a\omega^2 \sqrt{\rho_0 / c_0^D} / 2c_0^D = \alpha_0$  - амплітудний коефіцієнт поглинання хвилі.

Таким чином, рівняння (3.35) перетвориться до виду:

$$\gamma_0 = \alpha_0 + j \frac{\omega}{v_D} = \alpha_0 + j \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (3.36)$$

де  $\lambda$  – довжина ультразвукової хвилі на частоті  $\omega$ .

Вирішуючи диференціальне рівняння (3.33), отримуємо:

$$T = C_1 ch \gamma_0 x + C_2 sh \gamma_0 x - \frac{e}{\epsilon S} D. \quad (3.37)$$

постійні інтегрування  $C_1$  та  $C_2$  визначаються з граничних умов:

$$\frac{p_1}{v_1} = \frac{-T_1}{v_1} = -z_1, \quad (3.38)$$

$$\frac{p_2}{v_2} = \frac{-T_2}{v_2} = -z_2. \quad (3.39)$$

де  $p_1, p_2, v_1, v_2$  – відповідно тиск і коливальні швидкості на поверхнях п'єзопластинки при  $x=0$  та  $x=l_0$ .

Приймаючи до уваги, що  $v = \partial \xi / \partial t$  і використовуючи співвідношення (3.31), отримуємо

$$v = \frac{1}{z_0} (C_1 sh \gamma_0 x + C_2 ch \gamma_0 x). \quad (3.40)$$

Де  $z_0$  – хвильовий акустичний опір п'єзовипромінювача, що записується в такий спосіб:

$$z_0 = \frac{j\omega\rho_0}{\gamma_0} = \frac{\rho_0 v^D}{1 - j \frac{\alpha_0 v^D}{\omega}}. \quad (3.41)$$

для п'єзоперетворювачів  $\frac{\alpha_0 v^D}{\omega} \ll 1$ , тому

$$z_0 \approx \rho_0 v^D. \quad (3.42)$$

Підставляючи значення  $p_1, p_2, v_1, v_2$  в рівняння (3.38), (3.39), після перетворень маємо:

$$C_1 = \frac{eDz_0}{\varepsilon^S} \cdot \frac{z_1 + z_2 \operatorname{ch} \gamma_0 l_0 + z_0 \operatorname{sh} \gamma_0 l_0}{(z_0^2 + z_1 z_2) \operatorname{sh} \gamma_0 l_0 + z_0 (z_1 + z_2) \operatorname{ch} \gamma_0 l_0}, \quad (3.43)$$

$$C_2 = -\frac{eDz_0}{\varepsilon^S} \cdot \frac{z_2 \operatorname{sh} \gamma_0 l_0 + z_0 (\operatorname{ch} \gamma_0 l_0 - 1)}{(z_0^2 + z_1 z_2) \operatorname{sh} \gamma_0 l_0 + z_0 (z_1 + z_2) \operatorname{ch} \gamma_0 l_0}. \quad (3.44)$$

С урахуванням  $p_2 = -T_2 = F_2/A_0, z_2 = p_2/v_2, D = I_1/j\omega A_0$  підстановкою  $C_1$  та  $C_2$  в вираз (3.37) отримуємо рівняння зв'язку струму, що протікає через п'єзоелектричну пластину, з силою  $F_2$  і коливальної швидкістю  $v_2$ :

$$I_1 = A_{21}F_2 + A_{22}v_2 = \frac{a_{21}^*}{k}F_2 + \frac{a_{22}^*}{k}v_2, \quad (3.45)$$

Де

$$k = \frac{e}{\omega \varepsilon^S A_0 z_0} = \frac{h}{\omega A_0 z_0}; \quad (3.46)$$

$$a_{21}^* = \frac{j}{A_0 z_0} \frac{k_1 + cth \gamma_0 l_0}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}; \quad (3.47)$$

$$a_{22}^* = j \frac{1 + k_1 cth \gamma_0 l_0}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}; \quad (3.48)$$

$$k_1 = \frac{z_1}{z_0}.$$

Рівняння, що зв'язує напругу  $U_1$  з силою  $F_2$  і швидкістю  $v_2$ , визначається наступним чином:

$$T = - \left( e + \frac{\varepsilon^S c^E}{e} \right) \cdot E + \frac{c^E}{e} D. \quad (3.49)$$

Звідси

$$\int_0^{l_0} T dx = - \left( e + \frac{\varepsilon^S c^E}{e} \right) \cdot U_1 + \frac{c^E D l_0}{e}. \quad (3.50)$$

С іншого боку,

$$\int_0^{l_0} T dx = \frac{1}{\gamma_0} [C_1 sh \gamma_0 l_0 + C_2 (ch \gamma_0 l_0 - 1)] - \frac{e D l_0}{e}. \quad (3.51)$$

З рівнянь (1.30), (1.31), підставляючи значення  $C_1$  та  $C_2$ , отримуємо:

$$U_1 = I_1 \cdot \left[ \frac{1}{j \omega C_0} + A_0 k^2 z_0^2 \frac{z_1 + z_2 + 2 z_0 th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}{z_0^2 + z_1 z_2 + z_0 (z_1 + z_2) cth \gamma_0 l_0} \right], \quad (3.52)$$

де  $C_0 = \frac{A_0 \varepsilon^S}{l_0}$ .

Підставляючи в (3.52) значення з рівняння (3.45) і беручи до уваги, що  $z_2 = F_2/A_0 v_2$ , отримуємо вираз для еквівалентного чотириполіусника:

$$U_1 = \left( k a_{11}^* + \frac{a_{21}^*}{j \omega C_0 k} \right) \cdot F_2 + \left( k a_{12}^* + \frac{a_{22}^*}{j \omega C_0 k} \right) \cdot v_2. \quad (3.53)$$

Де

$$a_{11}^* = \frac{j}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}, \quad (3.54)$$

$$a_{12}^* = j A_0 z_0 \frac{k_1 + 2th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}. \quad (3.55)$$

Таким чином, матричне рівняння, що описує п'єзоелектричний випромінювач, має вигляд:

$$\begin{Bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} A_{11} A_{12} \\ A_{21} A_{22} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} F_2 \\ v_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} k a_{11}^* + \frac{a_{21}^*}{j \omega C_0 k} & k a_{12}^* + \frac{a_{22}^*}{j \omega C_0 k} \\ \frac{a_{21}^*}{k} & \frac{a_{22}^*}{k} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} F_2 \\ v_2 \end{Bmatrix}, \quad (3.56)$$

де матриця коефіцієнтів  $a_{mn}^* (m=1,2; n=1,2)$  записується наступним чином:



$$\|a_{mn}^*\| = \begin{vmatrix} a_{11}^* & a_{12}^* \\ a_{21}^* & a_{22}^* \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{j}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}} & A_0 z_0 \frac{k_1 + 2th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}} \\ \frac{j}{A_0 z_0} \frac{k_1 + cth \frac{\gamma_0 l_0}{2}}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}} & j \frac{1 + k_1 cth \gamma_0 l_0}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}} \end{vmatrix}. \quad (3.57)$$

При складанні еквівалентної схеми п'єзоприймача вважається, що приймаюча пластинка з одного боку навантажена питомим акустичним імпедансом  $z_1$ , з іншого боку збуджується силою  $F$  (рис. 3.5). Коливальна швидкість на поверхні, на яку діє сила  $F$ , рівна  $v$ . Товщина приймаючої пластинки  $l_0$ , площа поверхні –  $A_0$ . При навантаженні п'єзоприймача електричним опором  $Z_{\Sigma L}$  через нього протікає струм  $I_2$  (напрямок цього струму протилежний струму  $I_1$  в разі п'єзовипромінювача), і напруга на обкладках пластинки рівна  $U_2$ .

Рівняння еквівалентного чотириполіусника п'єзоприймача записуються у вигляді:

$$\begin{aligned} F &= B_{11}U_2 + B_{12}I_2, \\ v &= B_{21}U_2 + B_{22}I_2. \end{aligned} \quad (3.58)$$

Як було зазначено раніше, з теорії пасивних чотириполіусників слідує:

$$B_{11} = A_{22}; B_{12} = A_{12}; B_{21} = A_{21}; B_{22} = A_{11}, \quad (3.59)$$

тобто

$$\begin{aligned}
 B_{11} &= \frac{a_{22}^*}{k}, & B_{12} &= ka_{12}^* + \frac{a_{22}^*}{j\omega C_0 k}, \\
 B_{21} &= \frac{a_{21}^*}{k}, & B_{22} &= ka_{11}^* + \frac{a_{21}^*}{j\omega C_0 k}
 \end{aligned}
 \tag{3.60}$$

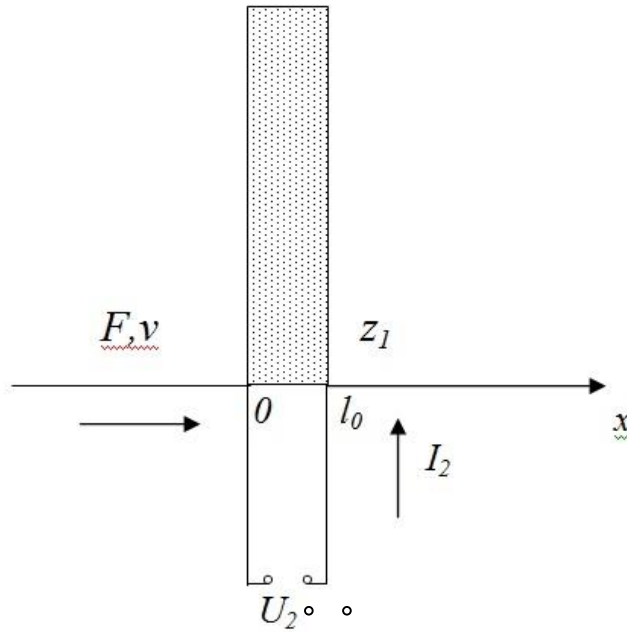


Рис. 3.5. Приймальна п'єзоелектричний пластинка

Або

$$\begin{aligned}
 B_{11} &= \frac{b_{11}^*}{k}, & B_{12} &= kb_{12}^* + \frac{b_{11}^*}{j\omega C_0 k}, \\
 B_{21} &= \frac{b_{21}^*}{k}, & B_{22} &= kb_{22}^* + \frac{b_{21}^*}{j\omega C_0 k}.
 \end{aligned}
 \tag{3.61}$$

Де

$$b_{11}^* = a_{22}^*, b_{12}^* = a_{12}^*, b_{21}^* = a_{21}^*, b_{22}^* = a_{11}^*.$$

Еквівалентна схема п'єзоприймача, відповідна коефіцієнтам чотириполюсника (3.61), представлена на рис. 3.6. В цьому випадку механічні

величини перетворюються в електричні за допомогою трансформатора з коефіцієнтом трансформації 1: k.

Фізичний зміст коефіцієнтів  $\|B\|$ :

$B_{11} = F/U_2 \Big|_{Z_{\text{эл}} = \infty}$  – коефіцієнт трансформації сила - напруга при розімкнутому ланцюзі електричного навантаження (холостий хід) п'єзоприймача;

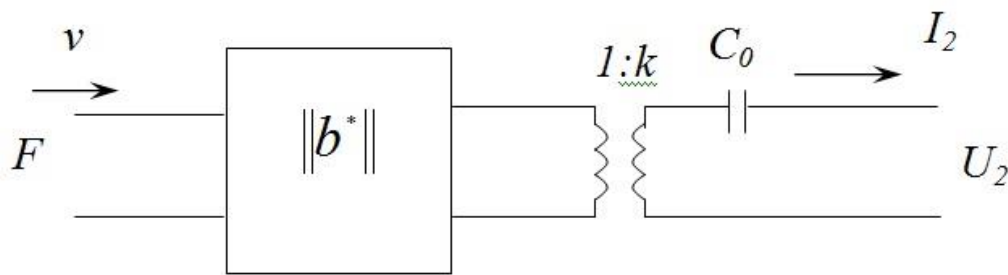


Рисунок 3.6. Еквівалентний чотирьохполюсник приймальної п'єзоелектричної пластинки

$B_{12} = F/I_2 \Big|_{Z_{\text{эл}} = 0}$  – коефіцієнт трансформації сила - струм при електричному короткому замиканні;

$B_{21} = v/U_2 \Big|_{Z_{\text{эл}} = \infty}$  – коефіцієнт трансформації коливальна швидкість - напруга при електричному холостому ході;

$B_{22} = v/I_2 \Big|_{Z_{\text{эл}} = 0}$  – коефіцієнт трансформації коливальна швидкість - струм при короткому замиканні.

У більшості практичних випадків механічні втрати в п'єзоелектричних пластинах бувають значно менше втрат в кріпленнях. При цих умовах отримані загальні вирази коефіцієнтів еквівалентних чотирьохполюсників спрощуються заміною  $th(\gamma_0 l_0/2)$  на  $jtg(\pi l_0/\lambda)$  та  $cth\gamma_0 l_0$  на  $-jctg(2\pi l_0/\lambda)$ , тоді

$$\|a^*\| = \left\| \begin{array}{cc} \frac{j}{k_1 + jtg \frac{\pi l_0}{\lambda}} & A_0 z_0 \frac{jk_1 - 2tg \frac{\pi l_0}{\lambda}}{k_1 + jtg \frac{\pi l_0}{\lambda}} \\ \frac{1}{A_0 z_0} \frac{jk_1 + ctg \frac{\pi l_0}{\lambda}}{k_1 + jtg \frac{\pi l_0}{\lambda}} & \frac{j + k_1 ctg \frac{2\pi l_0}{\lambda}}{k_1 + jtg \frac{\pi l_0}{\lambda}} \end{array} \right\| \quad (3.62)$$

Як бачимо з наведених виразів, коефіцієнти  $a_{mn}^*$  та  $b_{mn}^*$  не залежить від п'єзоелектричних властивостей перетворювача. Крім того, коефіцієнти  $a_{11}^* = b_{22}^*$  та  $a_{22}^* = b_{11}^*$ , а також нормовані коефіцієнти

$$a_{12}^{**} = b_{12}^{**} = \frac{a_{12}^*}{A_0 z_0} \quad (3.63)$$

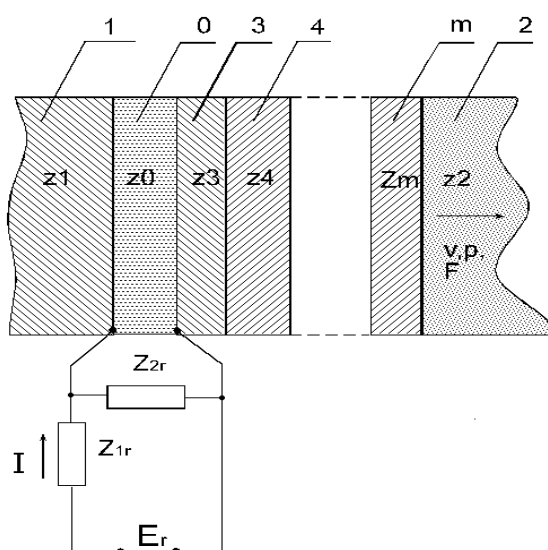
Та

$$a_{21}^{**} = b_{21}^{**} = A_0 z_0 a_{21}^* \quad (3.64)$$

залежать тільки від ступеня демпфірування, що оцінюється коефіцієнтом  $k_1$ , і не залежать від площі пластинки. З огляду на це і беручи до уваги, що розрахунок цих коефіцієнтів є досить трудомістким, представляється доцільним розрахувати їх за допомогою ЕОМ і табулювати, вважаючи незалежною змінною узагальнену частоту  $x = f / f_0$ .

### 3.4. Передавальна функція п'єзоелектричного випромінювача

Розглянемо загальний випадок розрахунку передавальної функції механічно демпфированого п'єзовипромінювача з довільним числом перехідних шарів і з урахуванням електричного кола включення генератора. Розглянемо лише ланцюги Г-типу, до яких в більшості випадків легко зводяться електричні ланцюги включення генератора.



1 – демпфер; 0 – п'єзоелемент; 2 – робоче середовище; 3, 4, ..., m – перехідні шари;  $E_r$  – електрорушійна сила генератора;  $I$  – струм, що протікає через генератор;  $p$ ,  $v$ ,  $F$  – відповідно тиск, швидкість і сила на межі m-й перехідний шар - робоче середовище;  $Z_{1r}$ ,  $Z_{2r}$  – електричний опір;  $z_0$ ,  $z_1$ ,  $z_2$  – відповідно хвильовий акустичний опір п'єзоелемента, демпфера і робочого середовища;  $z_3$ ,  $z_4$ , ...,  $z_m$  – хвильові акустичні опори відповідних перехідних шарів.

Рис. 3.7. П'єзоперетворювач з електричними ланцюгами включення

$$\begin{Bmatrix} E_r \\ I_1 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} F \\ v \end{Bmatrix}. \quad (3.65)$$

Матриця (3.65) дозволяє зв'язати вихідні і вхідні впливи п'єзоперетворювача, що складається тільки з п'єзокераміки, навантаженого з одного боку хвильовим

опором  $z_1$ , с другого –  $z_2$ . Додавання будь-якого елементу: послідовного або паралельного електричного опору або акустичного шару, призводить до множення отриманої раніше матриці на матрицю елемента що додається.

Перетворювач, представлений на рис. 3.7., Описується наступним чином:

$$\begin{Bmatrix} E_\Gamma \\ I \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 1 & Z_{1\Gamma} \\ 0 & 1 \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_{2\Gamma} & 1 \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} A_{11}A_{12} \\ A_{21}A_{22} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} S_{11}^{(m)} & S_{12}^{(m)} \\ S_{21}^{(m)} & S_{22}^{(m)} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} F \\ v \end{Bmatrix}, \quad (66)$$

Матриця може бути переписана в наступному вигляді:

$$\begin{Bmatrix} E_\Gamma \\ I \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} A_{11}^* & A_{12}^* \\ A_{21}^* & A_{22}^* \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} F \\ v \end{Bmatrix} \quad (67)$$

Звідки

$$E_\Gamma = A_{11}^*F + A_{12}^*v = \left( A_{11}^* + \frac{A_{12}^*}{z_2 A_0} \right) \cdot F = \left( A_{11}^* A_0 + \frac{A_{12}^*}{z_2} \right) \cdot p \quad (68)$$

З рівняння (68) легко визначається коефіцієнт перетворення в режимі випромінювання:

$$K_{\text{и}} = \frac{p}{E_\Gamma} = \frac{1}{A_{11}^* A_0 + \frac{A_{12}^*}{z_2}} \quad (69)$$

Для визначення коефіцієнтів  $A_{11}^*$  та  $A_{12}^*$  в виразі (66) необхідно провести множення матриць.

Після підстановки отриманих коефіцієнтів у вираз (69), для п'єзовипромінювача з електричним колом навантаження  $\Gamma$  - типу маємо:

$$K_u(x) = K_{u0} \cdot \Phi_u(x) e^{j\varphi_u(x)}, \quad (70)$$

де

$$K_{u0} = \frac{2 \cdot e_{33}}{l_0} \quad - \quad \text{максимальним коефіцієнтом передачі механічно}$$

недемпфированого п'єзовипромінювача без перехідного шару;

$$\Phi_u(x) = \frac{1}{2 \sqrt{(S_{11}^{(m)} X - \frac{z_m}{z_2} S_{12}^{*(m)} M - \frac{z_0}{z_m} S_{21}^{*(m)} Y + \frac{z_0}{z_2} S_{22}^{(m)} N)^2 + \dots}} \dots \quad (71)$$

$$\dots \frac{1}{+ (S_{11}^{(m)} M + \frac{z_m}{z_2} S_{12}^{*(m)} X + \frac{z_0}{z_m} S_{21}^{*(m)} N + \frac{z_0}{z_2} S_{22}^{*(m)} Y)^2}$$

Функція  $\Phi_u(x)$  є амплітудно-частотною характеристикою п'єзовипромінювача, нормованою щодо максимального значення коефіцієнта передачі п'єзоелектричної пластинки. Фізичний сенс функції  $\Phi_u(x)$  полягає в тому, що дана функція на кожній частоті  $x$  показує у скільки разів коефіцієнт передачі досліджуваного перетворювача більше або менше величини  $K_{u0}(x)$ . Якщо потрібно отримати абсолютні значення величин  $K_u(x)$ , достатньо значення  $\Phi_u(x)$  помножити на  $K_{u0}(x)$ .

$$\varphi_u(x) = - \arctg \left\{ \frac{S_{11}^{(m)} M + \frac{z_m}{z_2} S_{12}^{*(m)} X + \frac{z_0}{z_m} S_{21}^{*(m)} N + \frac{z_0}{z_2} S_{22}^{(m)} Y}{S_{11}^{(m)} X - \frac{z_m}{z_2} S_{12}^{*(m)} M - \frac{z_0}{z_m} S_{21}^{*(m)} Y + \frac{z_0}{z_2} S_{22}^{*(m)} N} \right\} \quad (72)$$

Функція  $\varphi_u(x)$  є фазо-частотною характеристикою перетворювача. Проведене нормування не змінює функцію  $\varphi_u(x)$ , оскільки  $K_{u0}(x)$  є дійсною величиною.

Розпишемо коефіцієнти, що входять до виразу для АЧХ і ФЧХ.

$$S_{12}^{*(m)} = \frac{S_{12}^{(m)}}{jA_0 z_m}; \quad S_{21}^{*(m)} = -jS_{21}^{(m)} A_0 z_m;$$

$$X = (1 + \alpha) \cdot \left( \frac{k_t^2}{\pi x} a_{11} + b_{21} \right) - \beta \cdot \left( \frac{k_t^2}{\pi x} b_{11} - a_{21} \right) + x \cdot (\xi a_{21} - \psi b_{21});$$

$$Y = (1 + \alpha) \cdot \left( \frac{k_t^2}{\pi x} b_{12} - a_{22} \right) + \beta \cdot \left( \frac{k_t^2}{\pi x} a_{12} + b_{22} \right) + x \cdot (\xi b_{22} + \psi a_{22});$$

$$M = (1 + \alpha) \cdot \left( \frac{k_t^2}{\pi x} b_{11} - a_{21} \right) + b \cdot \left( \frac{k_t^2}{\pi x} a_{11} + b_{21} \right) + x \cdot (\xi b_{21} + \psi a_{21});$$

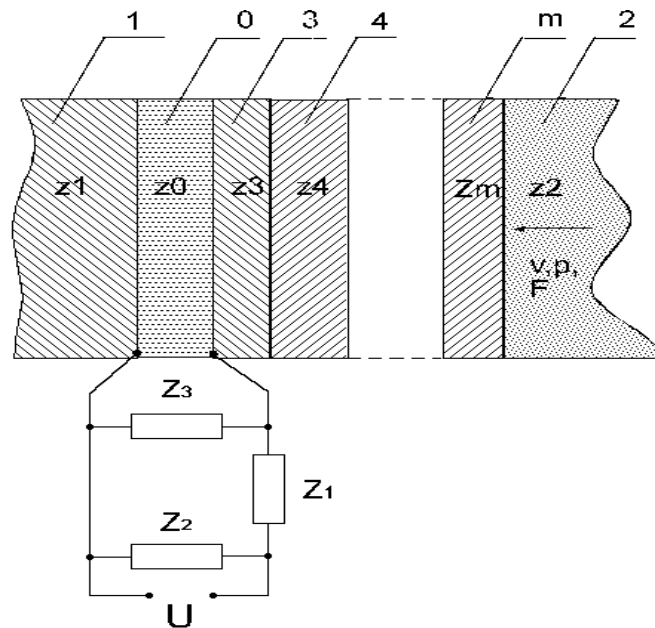
$$N = (1 + \alpha) \cdot \left( \frac{k_t^2}{\pi x} a_{12} + b_{22} \right) - b \cdot \left( \frac{k_t^2}{\pi x} b_{12} - a_{22} \right) + x (\xi a_{22} - \psi b_{22});$$

$\alpha, \beta, \xi, \psi$  – коефіцієнти, які описують електричні схеми включення.



### 3.5. Передавальна функція п'єзоелектричного приймача

Схематичне зображення п'єзоприймача наведено на рис. 3.8. У загальному випадку електричний ланцюг включення п'єзоприймача можна звести до ланцюга П-типу, який ми надалі і будемо розглядати.



0 – п'єзоелектрична пластинка; 1 – Д; 2 – робочий простір; 3 – перехідний шар.

Рисунок 3.8. П'єзоприймач з електричними ланцюгами

При розрахунку передавальної функції п'єзоприймача потрібно враховувати, що на поверхні перехідного шару, що контактує з робочим середовищем, будуть діяти падаюча і відбита хвилі тиску  $p$  та  $p_{omp}$ . Повний тиск  $p_n$  на поверхні перехідного шару

$$p_n = p + p_{omp} \quad (3.72)$$

З іншого боку:

$$\frac{p_{omp}}{p} = \frac{Z_{ex} - z_2}{Z_{ex} + z_2}, \quad (3.73)$$

де  $Z_{\text{ex}}$  – питомий вхідний акустичний імпеданс п'єзоприймача. З цих рівнянь отримуємо:

$$p_i = p \frac{2z_{\text{ao}}}{Z_{\text{ao}} + z_2} \quad (3.74)$$

Оскільки сила, що діє на поверхню перехідного шару, визначається виразом:

$$F_n = A_0 p_n = A_0 p \frac{2Z_{\text{ex}}}{Z_{\text{ex}} + z_2} = A_{22}^{**} U, \quad (3.75)$$

де  $A_{22}^{**}$  – коефіцієнт матриці системи п'єзоприймач - електричний ланцюг;

$U$  – напруга на виході електричного кола, то

$$p = \frac{Z_{\text{ao}} + z_2}{2Z_{\text{ao}} A_0} A_{22}^{**} U \quad (3.76)$$

З рівнянь чотириполюсника

$$Z_{\text{ao}} = \frac{1}{A_0} \frac{A_{22}^{**}}{A_{21}^{**}} \quad (3.77)$$

Підставляючи цей вираз в формулу (3.76), отримуємо вираз для передавальної функції п'єзоприймача:

$$K_i = \frac{U}{p} = \frac{2}{\frac{A_{22}^{**}}{A_0} + z_2 A_{21}^{**}} \quad (3.78)$$

Для визначення коефіцієнтів  $A_{21}^{**}$  та  $A_{22}^{**}$  треба скласти матричне рівняння п'єзоприймача з електричним колом і зробити множення матриць. Відзначимо, що вирази для коефіцієнтів матриці  $m$  - шарової структури виходять такими ж, як і в разі п'єзовипромінювача, якщо тільки нумерація шарів проводиться в зворотному порядку. Тоді перехідний шар, що контактує з робочим середовищем, має індекс 3, а шар, що контактує з п'єзоелементом, має індекс  $m$ .

Після множення матриць і підстановки отриманих коефіцієнтів в вираз (3.78), для п'єзоприймача з електричним колом навантаження  $\Pi$  - типу маємо

$$K_n(x) = K_{n0} \cdot \Phi_n(x) e^{j\varphi_n(x)}, \quad (3.79)$$

де  $K_{n0} = \frac{4e}{\omega_0 \varepsilon z_2} e^{-j\frac{\pi}{2}}$  – максимальний коефіцієнт передачі механічно недемпфированого п'єзоприймача, що працює на електрично холостому ході на резонансній частоті  $f_0$ . Щодо цього коефіцієнта здійснюється нормування передавальної функції, де до нормованої фазо-частотної характеристики додається постійний фазовий кут  $\varphi_0 = \frac{\pi}{2}$ .

$$\Phi_n(x) = \frac{k_2}{2 \sqrt{\left( S_{22}^{(m)} X_1 - S_{21}^{*(m)} \frac{z_2}{z_m} - S_{12}^{*(m)} \frac{z_m}{z_0} N_1 + S_{11}^{(m)} \frac{z_2}{z_0} M_1 \right)^2 + \frac{k_2}{\left( S_{22}^{(m)} Y_1 + S_{21}^{*(m)} \frac{z_2}{z_m} X_1 + S_{12}^{*(m)} \frac{z_m}{z_0} M_1 + S_{11}^{(m)} \frac{z_2}{z_0} N_1 \right)^2}}}, \quad (3.80)$$

$$\varphi_n(x) = -\arctg \frac{S_{22}^{(m)} Y_1 + S_{21}^{*(m)} \frac{z_2}{z_m} X_1 + S_{12}^{*(m)} \frac{z_m}{z_0} M_1 + S_{11}^{(m)} \frac{z_2}{z_0} N_1}{S_{22}^{(m)} X_1 - S_{21}^{*(m)} \frac{z_2}{z_m} Y_1 - S_{12}^{*(m)} \frac{z_m}{z_0} N_1 + S_{11}^{(m)} \frac{z_2}{z_0} M_1} + \frac{\pi}{2}, \quad (3.81)$$

Де

$$X_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} (uX_{C_0} a_{12} - vX_{C_0} b_{12}) + uX_{C_0} b_{22} + vX_{C_0} a_{22} + x(pa_{22} - qb_{22});$$

$$Y_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} (uX_{C_0} a_{12} + vX_{C_0} b_{12}) - uX_{C_0} b_{22} + vX_{C_0} a_{22} + x(pa_{22} - qb_{22});$$

$$M_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} (uX_{C_0} a_{11} - vX_{C_0} b_{11}) + uX_{C_0} b_{21} + vX_{C_0} a_{21} + x(pa_{21} - qb_{21});$$

$$N_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} (uX_{C_0} b_{11} + vX_{C_0} a_{11}) - uX_{C_0} a_{21} + vX_{C_0} b_{21} + x(pb_{21} + qa_{21});$$

$$1 + \frac{Z_1}{Z_2} = p + jq, \quad \frac{X\omega(Z_1 + Z_2 + Z_3)}{Z_2 Z_3} = u + jv.$$

Якщо не враховується поглинання в перехідному шарі, то вирази для нормованих амплітудно-фазових і фазо-частотних характеристик спрощуються:

$$\Phi_{II}(x) = \frac{1}{2\sqrt{b_1 + c_1 \cos 4\pi x + d_1 \sin 4\pi x}}, \quad (3.82)$$

$$\varphi_{II}(x) = -\arctg \frac{Y_1 + M_1 \tg 2\pi x}{X_1 - N_1 \tg 2\pi x} + \frac{\pi}{2}. \quad (3.83)$$

## РОЗДІЛ 4

### СТАРТАП-ПРОЕКТ

#### Ідея

Пристрій, який може врятувати життя людей завдяки швидкій діагностиці стану здоров'я

Dopnostics- компактний переносний пристрій для діагностики життєво важливих параметрів організму людини. У режимі реального часу пристрій буде сповіщати користувача і лікуючого лікаря, відправляючи дані (спеціальним додатком розробленим під мобільні платформи IOS і ANDROID), про поточний стан здоров'я і попереджає про можливі порушення в роботі організму. Може бути використано сімейними лікарями для діагностики своїх пацієнтів.

#### Ринок

Ринок переносної електроніки для контролю за здоров'ям стрімко зростає. У 2015 році показник продажів пристроїв становить 25 млн шт на суму 10 млрд доларів. До 2020 року цей показник прогнозується на рівні 92 млн пристроїв на суму 32 млрд. Доларів

#### Проблема або Можливість

За кількістю захворювань людей в світі, проблеми з серцево-судинною системою займають близько 50% від усіх захворювань: в 2014 році від ішемії і інфарктів померло більше 15 млн чоловік. Найважливішу роль в запобіганні таких смертей грає своєчасна діагностика стану людини. .

#### Рішення (Продукт або Послуга)

Dopnostics - це компактний вологозахисний пристрій, який має малу вагу що дозволить взяти на відпочинок. Також дозволить забезпечити цим приладом лікарів для швидкої діагностики пацієнтів. Пристрій реєструє такі показники як: пульс, ЕКГ, частота дихання, швидкість кровотоку і напрямок, дозволяє виявляти стенозуючі процеси і закупорки магістральних артерій і миттєво відправляє їх через телефон користувача в cloud сервіс. Звідти інформація надходить через програму в смартфон користувача пристрою у вигляді миттєвих повідомлень. Також, на пристрої є "тривожна кнопка" для екстреного сигналізування про проблеми зі здоров'ям до відділу швидкої допомоги.

#### Конкуренти

Серед конкурентів можна розглядати окремо медичні аналоги, наприклад Sonoline Heaco Dopplex. Це найбільш відомі в світі портативні пристрої для діагностики методом доплера, але вони не мають систем повідомлень. До мінусів також можна віднести низьку якість аналізу інформації, високу вартість обслуговування, не мають "тривожних кнопок". Дані пристрої не можуть скласти конкуренцію Dopnostics за сукупністю функцій і можливостей.

### Переваги або диференціатори

1. Наш пристрій буде доступний до продажу через мережі магазинів електроніки, а не тільки через медичні центри.
2. Перші версії пристрою (Dopnostics) будуть виконувати функції "діагностики судин" і будуть віддані в медичну організацію для постачання ними сімейних лікарів.
3. Наступна версія (Dopnostics) буде проходити процедуру клінічних досліджень і медичної сертифікації. Головна особливість нової версії: автоматичний миттєвий аналіз ЕКГ для попередження ознак ішемічної хвороби серця та інших захворювань.

### Фінанси

Продаж пристроїв за ціною \$ 450 + мобільний додаток. Для покупців з України - постійно діюча знижка 20%. Підписка на журнал з корисними порадами про рішення проблем зі здоров'ям і онлайн-допомога сервісу штучного інтелекту + \$ 15 / місяць. План продажів на 2019 рік - не менше 12000 шт.

### Бізнес модель

Онлайн-продаж пристроїв через інтернет-магазини і маркетплейси. Підписка на основні та додаткові сервіси. Дистрибуція через служби соціального забезпечення та мед. організації.

### Ризики

Політичні. Довге отримання сертифікації, яке тягне за собою затримку запуску виробництва.

## ВИСНОВКИ

В роботі розглянуто принцип роботи неперервного і імпульсно-хвильового доплера, виявлено їх недоліки та переваги, розглянуті можливості підвищення засобів медичної діагностики, які працюють на основі ефекту доплера.

Зроблено аналіз імпульсно-хвильового доплера.

В роботі розглянуті нові індекси кровотоку, які враховують зміну діаметру судини людини, запропонована їх математична модель.

Зроблено розрахунок акустичної системи, призначеної для роботи з дистальною поверхневою стегною артерією, глибина залягання якої відносно поверхні дорівнює 4 см.

В роботі розглянуті методи розрахунку передавальних функцій. Наводяться основні розрахункові співвідношення, на основі теорії електромеханічних чотириполюсників, для отримання передавальної функції демпфированого ПП з довільним числом перехідних шарів.

Акустичні розрахунки реалізовані за допомогою прикладного пакету MathCad. Розглянуто наступні варіанти: кераміка, навантажена на тканину; демпфіруюча пластина без узгоджувального шару, демпфирована пластина з узгодженим шаром. Частотні вираження перших двох варіантів наведені в додатку А.

В роботі розрахована тривалість імпульсу для діагностики судин нижніх кінцівок людини.

З точки зору максимального значення коефіцієнта передачі при необхідній смузі частот п'єзоперетворювача найкращим варіантом є демпфирована пластина з узгоджуючим шаром.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Голямина И.П. Ультразвук: Маленькая энциклопедия / Глав. Ред. И.П. Голямина. – М.: Советская Энциклопедия, 1979. – 965 с.
2. Осипов Л. В. Физика и техника ультразвуковых диагностических систем / Л.В. Осипов // Медицинская визуализация. – 1997. – № 4. – С. 42-53.
3. Баранник Е.А. Локальные эффекты возбуждения волн при нелинейном взаимодействии фокусированных ультразвуковых пучков с биологическими объектами / Е.А. Баранник // Акустичний вісник. – 2003. – Том 6, № 4. – С. 3-18.
4. Квятковский Е.А. Ультрасонография и доплерография в диагностике заболеваний почек / Е.А. Квятковский, Т.А. Квятковская. – Днепропетровск: Новая идеология, 2005. – 318 с.
5. Осипов Л.В. Ультразвуковые диагностические приборы: Практическое руководство для пользователей. / Л.В. Осипов. – М.: Видар, 1999. – 256 с.
6. Лелюк В.Г. Ультразвуковая ангиология / В.Г.Лелюк, С.Э. Лелюк. – М.: Наука, 2003. – 322 с.
7. Никитин Ю.М. Ультразвуковая доплеровская диагностика в клинике / Под редакцией Ю.М.Никитина, А.И. Труханова. – Иваново: МИК, 2004. – 496 с.
8. Продеус А.Н. Повышение эффективности измерений параметров кровотока в ультразвуковых доплеровских системах / А.Н. Продеус, У.Б. Лущик, С.А. Найда // Збірник праць акустичного симпозіума “КОНСОНАНС-2005”. – Київ, 2005. – С.273-278.
9. Спасиченко С.В. Ультразвуковая доплерография сосудов головного мозга / С.В. Спасиченко // Перспективные инновации в науке, образовании, производстве и транспорте. – 2010. – Т. 15. – С. 11-13.
10. Prodeus A.N. On Doppler Ultrasonic Measurements of the Blood Flowing Through Vessels / A.N. Prodeus, U.B. Lushchyk, S.A. Naida, E.G. Nesvijski // Электроника и связь. – 2004. – №21. – С. 94-100.



11. Продеус А.Н. Спектрально-временной анализ сигналов доплеровской эхографии. Часть 1. О повышении эффективности измерений параметров кровотока / А.Н. Продеус, У.Б. Лущик, С.А. Найда // Электроника и связь. – 2004. – №24. – С. 47-54.
12. Продеус А.Н. Спектрально-временной анализ сигналов доплеровской эхографии. Часть 2. Алгоритмы и вычислительные программы / А.Н. Продеус, У.Б. Лущик, С.А. Найда // Электроника и связь. – 2006. – №28. – С. 40-44.
13. Баранник Е.А. Полный доплеровский спектр при рассеянии импульсных сфокусированных волн на аксиально-симметричных потоках / Е.А. Баранник // Збірник праць акустичного симпозіума “КОНСОНАНС-2005”. – Київ, 2005. – С.26-31.
14. Неттер Ф. Атлас анатомии человека / Под ред. Н.О. Бартоша. – М.: ГЭОТАР-МЕД, 2003. – 600 с.
15. Дідковський В.С. Електроакустичні п'єзокерамічні перетворювачі / В.С. Дідковський, О.Г. Лейко, В.Г. Савін. – Кіровоград: Імекс ЛТД, 2006. – 448 с.
16. Найда С.А. Ультразвуковой воздушный уровнемер жидких и сыпучих тел для условий сильной запыленности / С.А. Найда, С.В. Спасиченко, Ю.К. Михайлова // Электроника и связь. – 2010. - №4. – С. 160-165.

## ДОДАТОК А

## Кераміка, навантажена на тканину

В даному варіанті було запропоновано такі параметри:

- товщина першого і другого акустичних шарів (в довжинах хвиль) відповідно  $n_3=0$  та  $n_4=0$ ;
- відносний хвильовий опір демпфера  $k_1=0$ ;
- відносний хвильовий опір середовища, який знаходимо за формулою:

$$k_2 = \frac{(\rho \cdot c)_{CP}}{(\rho \cdot c)_K},$$

де  $(\rho \cdot c)_{CP}$  и  $(\rho \cdot c)_K$  – хвильові акустичні опори середовища та кераміки відповідно.

Тоді

$$k_2 = \frac{1.3 \cdot 10 \cdot 1540}{7.6 \cdot 10^3 \cdot 3422.06} = 0.077 ;$$

- відносні хвильові опори першого і другого узгоджувальних шарів відповідно, які знаходимо за формулою:

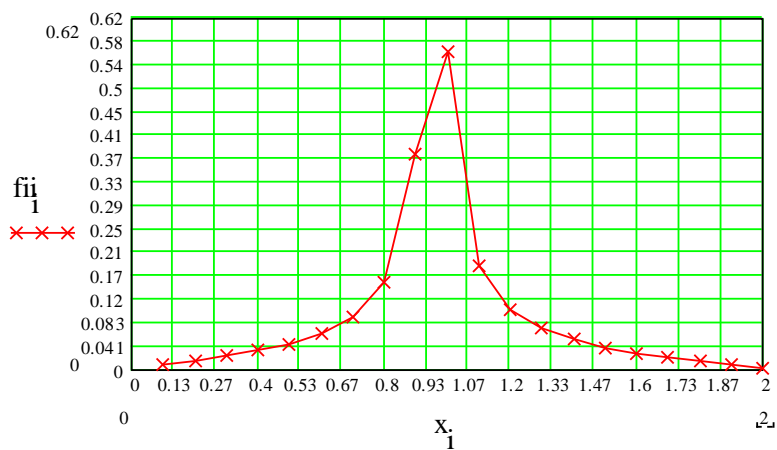
$$k_3 = \frac{(\rho \cdot c)_{CL}}{(\rho \cdot c)_K} = \frac{\sqrt{(\rho \cdot c)_K \cdot (\rho \cdot c)_{CP}}}{(\rho \cdot c)_K},$$

де  $(\rho \cdot c)_{CL}$  – хвильовий акустичний опір шару. Тоді  $k_3=k_2=0.077$ ,  $k_4=k_2=0.077$ ;

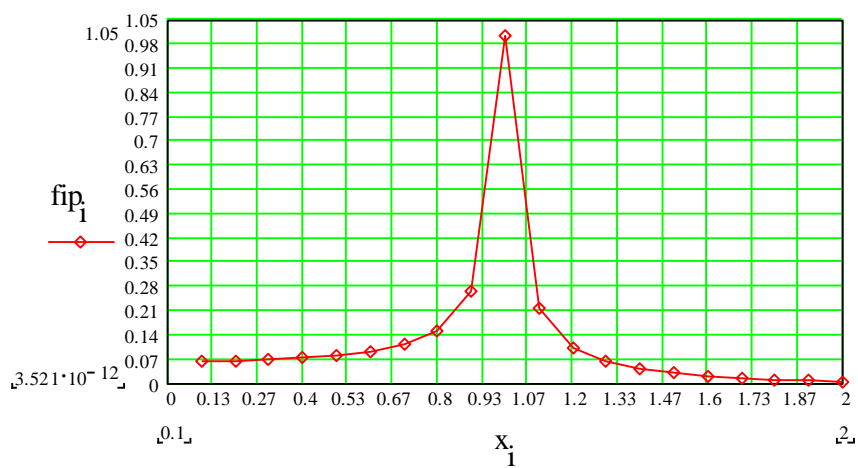
- коефіцієнт електромеханічного зв'язку п'єзокераміки  $kt=0.3$ ;
- коефіцієнти, що характеризують приймальні ланцюги  $p=1$ ,  $q=0$ ,  $u=0$ ,  $v=0$ ;
- коефіцієнти, що характеризують передавальні ланцюги  $a_1=0$ ,  $a_2=0$ ,  $a_3=0$ ,  $a_4=0$ .

Отримані графіки виглядають наступним чином:

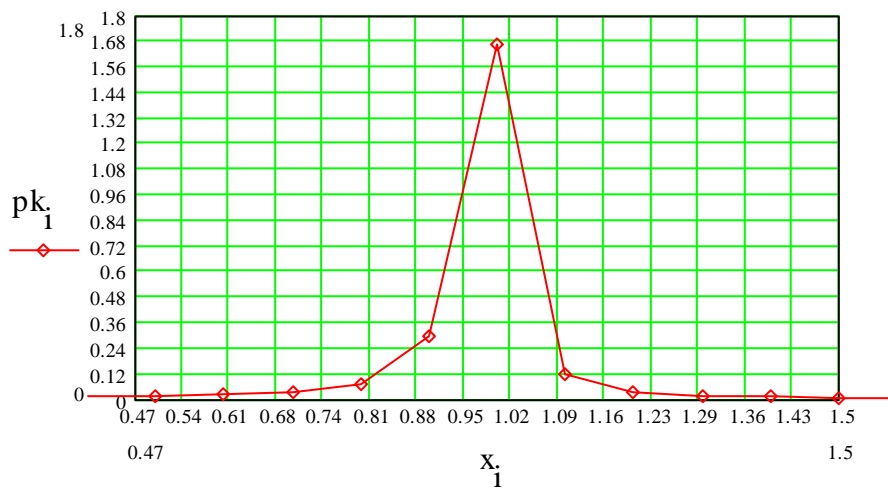
- нормований коефіцієнт передачі в режимі випромінювання:



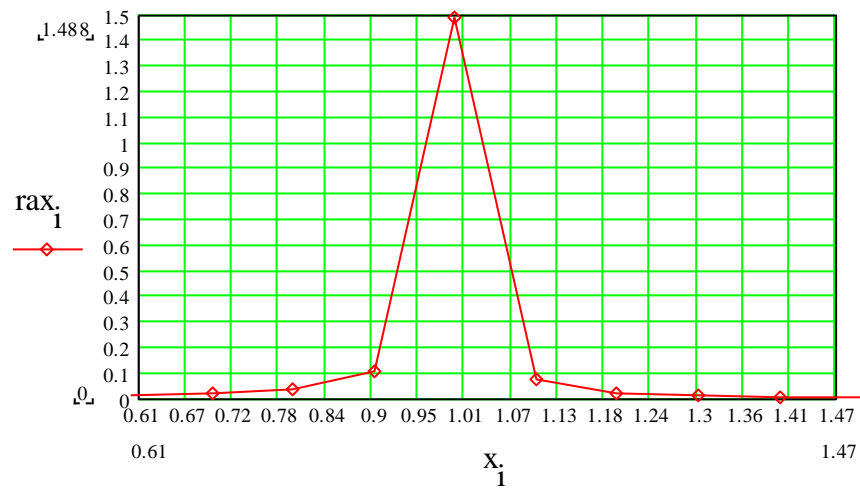
- нормований коефіцієнт передачі в режимі прийому:



- коефіцієнт подвійного перетворення:



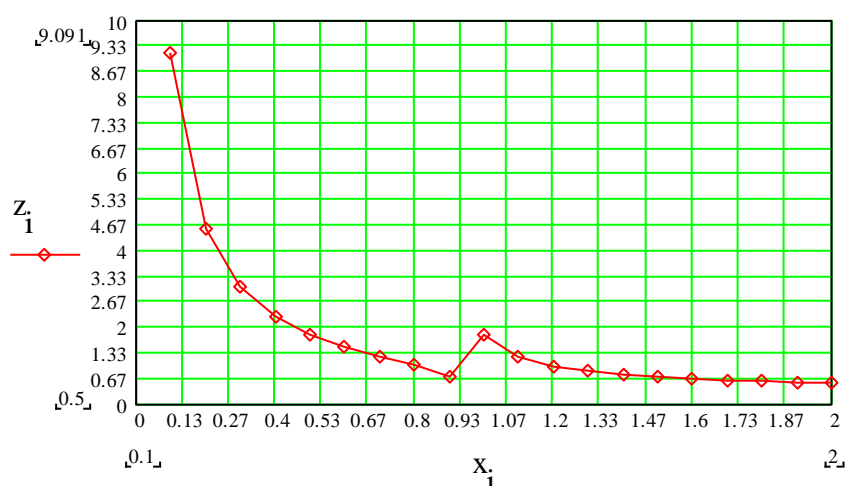
- активна частина вхідного електричного опору перетворювача:



- реактивна частина вхідного електричного опору перетворювача:



- модуль вхідного електричного опору перетворювача:



Демпфіруюча пластина без узгоджувального шару

В даному варіанті було запропоновано такі параметри:

- товщина першого і другого акустичних шарів (в довжинах хвиль) відповідно  $n3=0$  та  $n4=0$ ;
- відносний хвильовий опір демпфера  $k1=0.34$ ;
- відносний хвильовий опір середовища, який знаходимо за формулою:

$$k2 = \frac{(\rho \cdot c)_{CP}}{(\rho \cdot c)_K},$$

де  $(\rho \cdot c)_{CP}$  и  $(\rho \cdot c)_K$  – хвильові акустичні опори середовища та кераміки відповідно.

Тоді

$$k2 = \frac{1.3 \cdot 10 \cdot 1540}{7.6 \cdot 10^3 \cdot 3422.06} = 0.077 ;$$

- відносні хвильові опори першого і другого узгоджувальних шарів відповідно, які знаходимо за формулою:

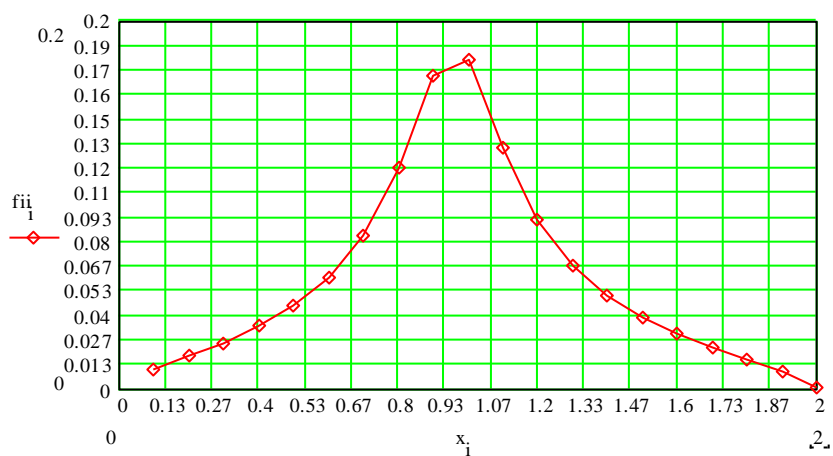
$$k3 = \frac{(\rho \cdot c)_{CL}}{(\rho \cdot c)_K} = \frac{\sqrt{(\rho \cdot c)_K \cdot (\rho \cdot c)_{CP}}}{(\rho \cdot c)_K},$$

де  $(\rho \cdot c)_{CL}$  – хвильовий акустичний опір шару. Тоді  $k3=k2=0.077$ ,  $k4=k2=0.077$ ;

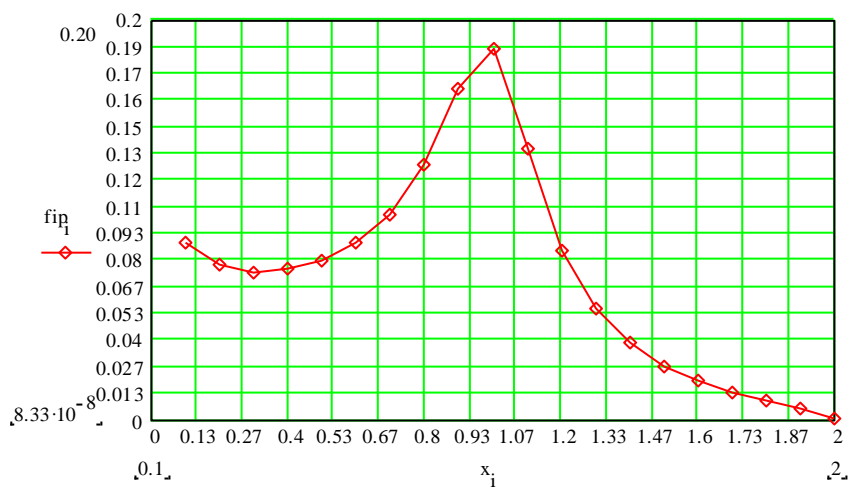
- коефіцієнт електромеханічного зв'язку п'єзокераміки  $kt=0.3$ ;
- коефіцієнти, що характеризують прийомні ланцюги  $p=1$ ,  $q=0$ ,  $u=0$ ,  $v=0$ ;
- коефіцієнти, що характеризують передавальні ланцюги  $a1=0$ ,  $a2=0$ ,  $a3=0$ ,  $a4=0$ .

Отримані графіки виглядають наступним чином:

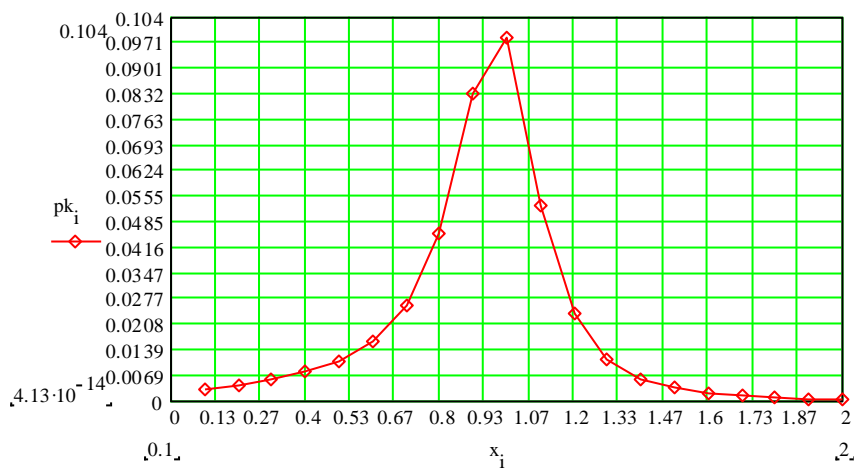
- нормований коефіцієнт передачі в режимі випромінювання:



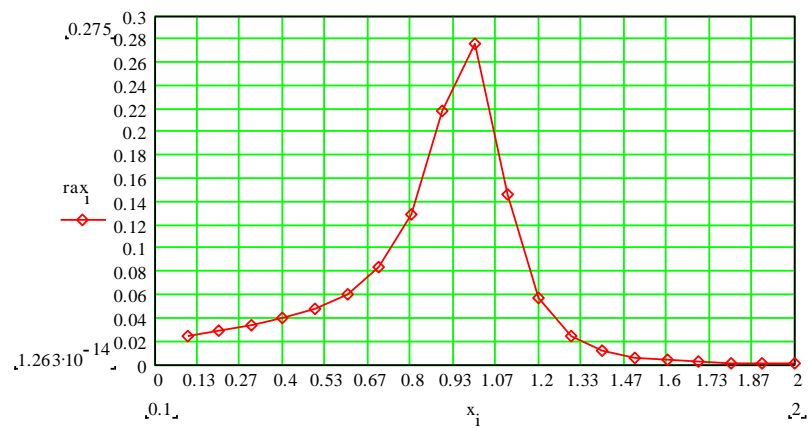
- нормований коефіцієнт передачі в режимі прийому :



- коефіцієнт подвійного перетворення:



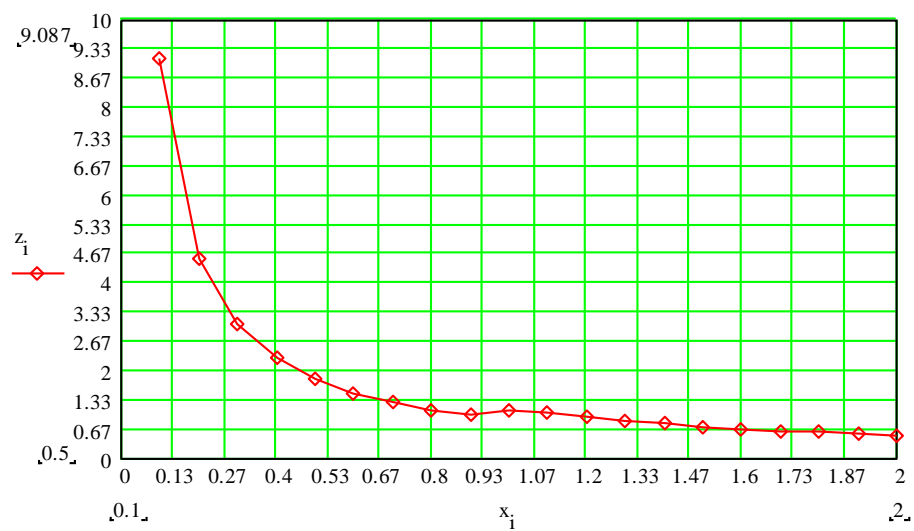
- активна частина вхідного електричного опору перетворювача:



- реактивна частина вхідного електричного опору перетворювача:



— модуль вхідного електричного опору перетворювача





## ДОДАТОК Б



НАУЧНО-ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЙ ИНТЕРНЕТ ПРОЕКТ  
**SCIENTIFIC WORLD "SWORLD"**  
www.sworld.education

+380 (48) 737-6-234 +380 (66) 790-12-05 S SWORLD\_ORGCOM ✉ ORGCOM@SWORLD.EDUCATION  
+7 (499) 350-80-55

**В сотрудничестве с:**

PROJOURNAL SCIENTWORLD ISSNpro DOIcenter INDEX COPERNICUS INTERNATIONAL Crossref Google scholar

**При научной поддержке:**

ВУЗов и Научно-исследовательских институтов:  
 Одесский национальный морской университет  
 Московский государственный университет путей сообщения (МИИТ)  
 Украинская государственная академия железнодорожного транспорта  
 Научно-исследовательский проектно-конструкторский институт морского флота  
 Институт морехозяйства и предпринимательства  
 Луганский государственный медицинский университет  
 Харьковская медицинская академия последипломного образования  
 Бельский Государственный Университет «Алеку Руссо»  
 Институт водных проблем и мелиорации Национальной академии аграрных наук  
 Одесский научно-исследовательский институт связи

Исх. UA11-043 от 13.11.2018 г.

**СПРАВКА**

Дана автору *Маликов Антон Геннадьевич* (Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт") в том, что подготовленная научная работа «ЗАСТОСУВАННЯ ЕФЕКТУ ДОПЛЕРА ДЛЯ ДІАГНОСТИКИ КІНЦІВОК ЛЮДИНИ», одобрена Оргкомитетом для участия в конференции «Будущее человечества в результатах сегодняшних научных исследований '2018» (13-14 ноября 2018 г., секция *Технические науки*) и рекомендована для публикации в журнале «Научный взгляд в будущее» Вып.11. Заявке присвоен №ua11-043. Выход журнала запланирован на середину декабря.

Справка дана для представления в: *Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт"*.

**Председатель Оргкомитета  
и Редколлегии д.т.н., проф., академик**

*А.Г.Шибяев*

**Научный Секретарь  
Оргкомитета и Редколлегии  
Руководитель Проекта SWORLD**

*С. В. Купrienko*



## ДОДАТОК В

*SWorld – November 2018***THE FUTURE OF MANKIND IN THE RESULTS OF TODAY'S SCIENTIFIC RESEARCH '2018**

Технические науки – Электротехника, радиотехника, телекоммуникации, и электроника

**УДК 534-14****APPLICATION OF THE DOPPLER EFFECT FOR DIAGNOSTICS OF  
HUMAN LIMBS****ЗАСТОСУВАННЯ ЕФЕКТУ ДОПЛЕРА ДЛЯ ДІАГНОСТИКИ КІНЦІВОК ЛЮДИНИ****Malikov A.G. / Маликов А.Г.***National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute" 37, Prosp.  
Peremohy, Kyiv, Ukraine, 03056**Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені  
Ігоря Сікорського" пр-т Перемоги 37, Київ, Україна, 03056*

**Анотація.** В роботі розглянуто використання пристроїв для ультразвукової медичної діагностики кінцівок людини які базуються на ефекті доплера, проведено порівняння імпульсно-хвильового та неперервно-хвильового доплерівського методу з метою дізнатися про їх недоліки та переваги.

Розраховано оптимальні параметри ультразвукового перетворювача для підвищення діагностичної точності. Проведено дослідження залежності результатів вимірювань від швидкості потоку крові, показані графіки для наочного спостереження за результатами виміру амплітудно-частотних характеристик пристрою.

Показано методи щодо удосконалення медичного ультразвукового обладнання для більш якісного діагностування в майбутньому суспільства.

**Ключові слова:** ефект доплера, ультразвуковий перетворювач, амплітудно-частотна характеристика.

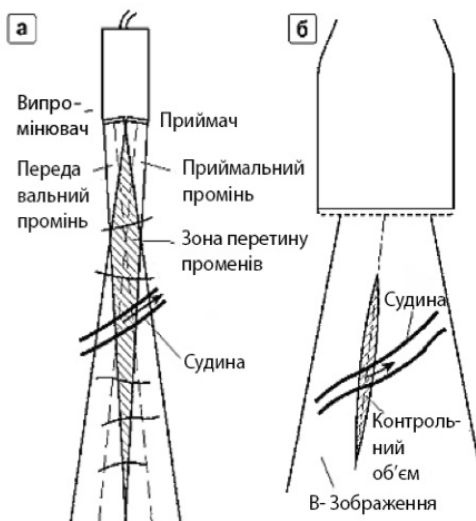
**Вступ.**

На сьогоднішній день ультразвукова доплерографія дає значущий внесок в медичну галузь. Метод ультразвукової доплерографії (УЗДГ) полягає в виявленні зміни частоти ультразвуку (доплерівського зсуву), відбитого від рухомого середовища, в тому числі від еритроцитів в крові [1]. Частота доплерівського зсуву пропорційна швидкості руху крові в судинах і куту між віссю судини та датчику. УЗДГ дозволяє неінвазивним методом проводити вимірювання лінійної швидкості кровотоку і його напрямку в поверхнево розташованих судинах, в тому числі в екстракраніальних відділах сонних і хребетних артерій. Своєчасне виявлення захворювань у людини дозволяє, як найшвидше почати їх лікування, так і є запорукою швидкого одужання.

Метою даної роботи є розгляд принципів роботи неперервного і імпульсно-хвильового доплерівських приладів, виявлення їх недоліків та переваг, вибір оптимальних параметрів п'єзоперетворювачів.

### **Порівняльний аналіз неперервно та імпульсно-хвильового доплерівських приладів**

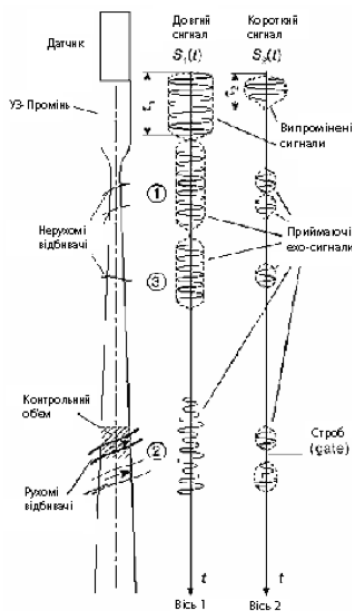
Неперервнохвильовий доплер (continuous wave Doppler - CW-Doppler) був першим і (на ранній стадії розвитку ультразвукових доплерівських систем) єдиним використовуваним методом доплерівської ехографії. У режимі CW випромінюються і приймаються синусоїдальні сигнали з великою тривалістю ехо-сигналів, що обробляються в системі, яка обмежена в часі. Це обумовлено необхідністю вимірювання доплерівського зсуву частоти на кінцевих інтервалах, що не перевищують  $5 \div 10$  мс. В іншому випадку неможливо оцінити зміну спектра швидкостей кровотоку в часі на різних фазах серцевого циклу, тобто не реалізується принцип вимірювання "в реальному часі".



**Рис. 1. Заштрихована робоча зона датчика – контрольний об'єм,  
а – оливцевий датчик, б – дуплексний датчик [2]**

Розглянемо імпульсно-хвильовий доплер (Pulsed Wave Doppler - PW). Основна перевага цього методу, в порівнянні з неперервно-хвильовим доплером - наявність роздільної здатності по глибині. Добре відомо, що для отримання двомірного акустичного зображення (В-ехограми) в ультразвукових

сканерах використовується випромінювання імпульсних сигналів. При цьому чим коротше в часі імпульси, тим краще роздільна здатність по глибині, або поздовжня роздільна здатність (longitudinal resolution).



**Рис. 2. Вплив тривалості випромінюваних сигналів на роздільну здатність по глибині [2]**

#### **Підвищення точності засобів медичної діагностики**

Згідно з умовою Рао-Крамера [2], можна підвищити точність оцінки середньої частоти, збільшуючи тривалість доплерівського сигналу від елементарного розсіювача ультразвуку, і зменшуючи його частотну модуляцію.

З використанням різних наближень і граничних умов для падаючого і відбитого пучків хвиль було показано, що ширина спектра доплерівського сигналу від лінії струму при неперервному режимі випромінювання не залежить від глибини її залягання для досить широкого діапазону глибин [3].

Аналогічним чином при імпульсному режимі випромінювання ширина спектра потужності доплерівського сигналу виявляється інваріантною щодо глибини зондування і визначається параметрами системи, та фізичними характеристиками досліджуваного середовища. Інваріантність ширини спектра не тільки спрощує вибір оптимальних параметрів імпульсно-доплерівської

системи, але і забезпечує стабільність її роботи в досить широкому діапазоні робочих глибин.

#### **АЧХ електричних та акустичних параметрів п'єзоперетворювачів доплерівських приладів**

Передавальна функція п'єзоперетворювача, що працює в режимі прийому ультразвукових хвиль (п'єзоприймача), виражається в такий спосіб [4]:

$$K_n = \frac{U_{вих}}{p}, \quad (1)$$

де  $U_{вих}$  – електрична напруга на виході;

$p$  – коливальний тиск в робочому середовищі без п'єзоприймача.

Передавальна функція п'єзоперетворювача, що працює в режимі випромінювання ультразвукових хвиль (п'єзовипромінювача), виражається таким чином:

$$K_{\theta} = \frac{p}{U_{вх}}, \quad (2)$$

де  $U_{вх}$  – електрична напруга на вході.

В ультразвукових доплерівських приладах перетворювачі часто утворюють пари випромінювач-приймач або ж один перетворювач працює в режимі випромінювання-прийому. Передавальна функція такої системи має вигляд:

$$K = K_{\theta} \cdot K_n \cdot K_{сер} \quad (3)$$

де  $K_{сер}$  - передавальна функція робочого середовища.

Коли втрати і спотворення сигналу в робочому середовищі через поглинання, дифракцію, та інші причини, відсутні,  $K_{сер}=1$  та передавальна

функція (3) характеризує тільки властивості перетворювачів. З урахуванням (1) і (2), маємо:

$$K = K_{\varepsilon} \cdot K_n = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} \quad (4)$$

Наведемо АЧХ електричних та акустичних параметрів перетворювача з урахуванням наступних параметрів:

- товщина першого і другого акустичних шарів (в довжинах хвиль) відповідно  $n_3=0$  та  $n_4=0$ ;
- відносний хвильовий опір демпфера  $k_1=0$ ;
- відносний хвильовий опір середовища, який знаходимо за формулою:

$$k_2 = \frac{(\rho \cdot c)_{\text{сер}}}{(\rho \cdot c)_{\text{к}}},$$

де  $(\rho \cdot c)_{\text{сер}}$  та  $(\rho \cdot c)_{\text{к}}$  – хвильові акустичні опори середовища та кераміки відповідно, тоді  $k_2 = 0.077$ ;

- відносні хвильові опори першого і другого узгоджувальних шарів відповідно, які знаходимо за формулою:

$$k_3 = \frac{(\rho \cdot c)_{\text{ш}}}{(\rho \cdot c)_{\text{к}}} = \frac{\sqrt{(\rho \cdot c)_{\text{к}} \cdot (\rho \cdot c)_{\text{сер}}}}{(\rho \cdot c)_{\text{к}}},$$

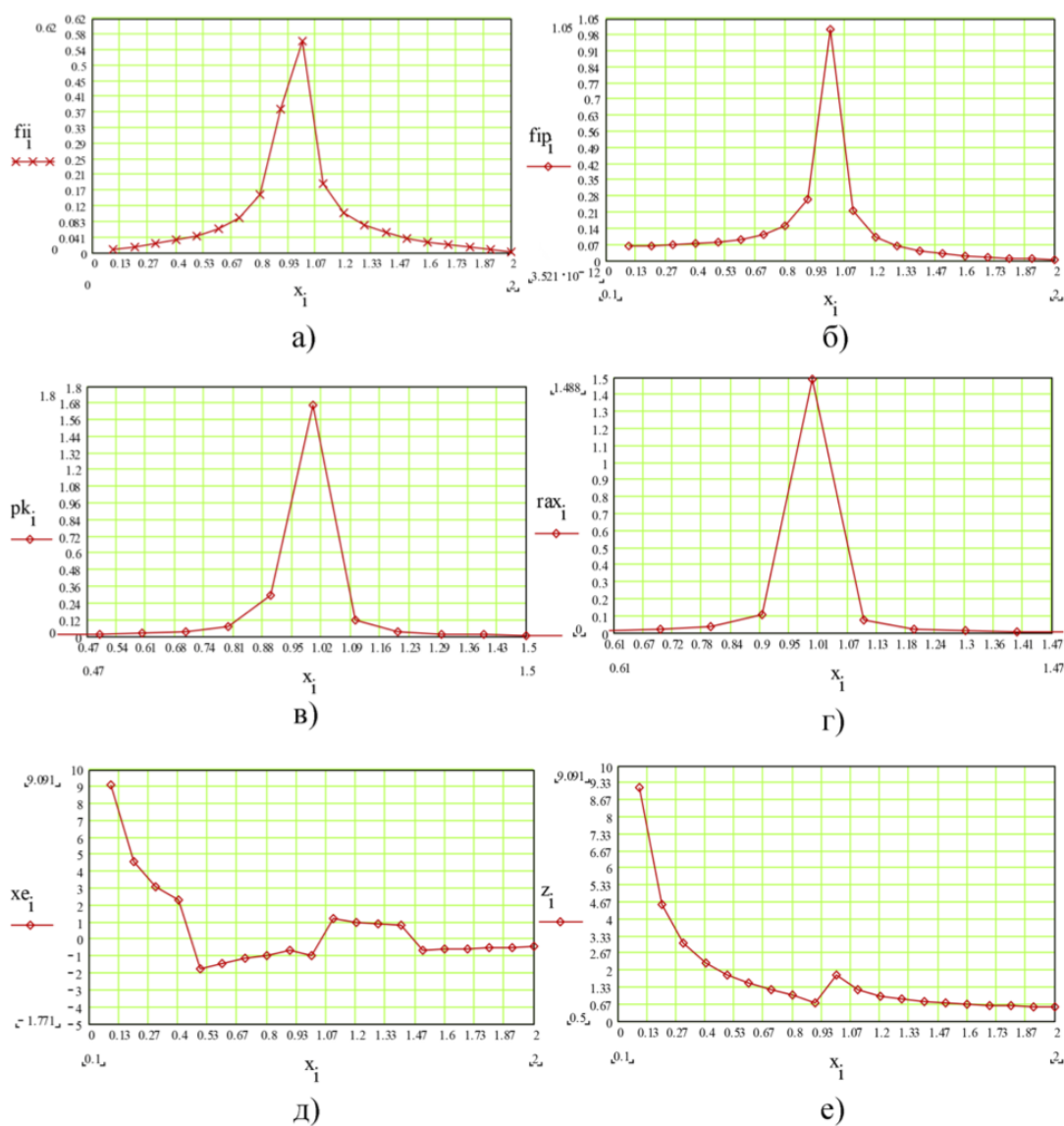
де  $(\rho \cdot c)_{\text{ш}}$  – хвильовий акустичний опір шару, тоді  $k_3=k_2=0.077$ ,  $k_4=k_2=0.077$ ;

- коефіцієнт електромеханічного зв'язку п'єзокераміки  $k_t=0.3$ ;
- коефіцієнти, що характеризують приймальні ланцюги  $p=1$ ,  $q=0$ ,  $u=0$ ,  $v=0$ ;
- коефіцієнти, що характеризують передавальні ланцюги  $a_1=0$ ,  $a_2=0$ ,  $a_3=0$ ,  $a_4=0$ .

При розрахунку передавальних функцій п'єзоперетворювачів в основному використовується метод хвильового рівняння (інша назва - метод потенціалу), і метод еквівалентних схем. Логічним продовженням методу еквівалентних схем є уявлення п'єзоелектричного перетворювача у вигляді електромеханічного



чотириполюсника, який і використовуємо у даній роботі. Отримані за його допомогою АЧХ п'єзоперетворювача показано на рис.3.



**Рис.3. АЧХ Кераміки, навантаженої на тканину:**

а)- нормований коефіцієнт передачі в режимі випромінювання

б)- нормований коефіцієнт передачі в режимі прийому

в)- коефіцієнт подвійного перетворення:

г)- активна частина вхідного електричного опору перетворювачаї

д)- реактивна частина вхідного електричного опору перетворювача

е)- модуль вхідного електричного опору перетворювача

Отримані амплітудно-частотні характеристики дозволяють узгодити електричні та акустичні складові доплерівського діагностичного приладу, а також підтверджують його працездатність.

### **Висновки**

В роботі розглянуто принципи роботи неперервного і імпульсно-хвильового доплерівських приладів, виявлено їх недоліки та переваги, розглянуто можливості підвищення ефективності засобів медичної діагностики, які працюють на основі ефекту доплера.

Вибором оптимальних параметрів п'єзоперетворювача забезпечується смуга пропускання, яка дозволяє випромінювати та приймати ультразвукові імпульси потрібної тривалості.

### **Література**

1. Голямина И.П. Ультразвук. Маленькая энциклопедия. - М.: Большая Российская энциклопедия, 1979. - 965 с.
2. Осипов Л. В. Физика и техника ультразвуковых диагностических систем.. - 4 изд. Медицинская визуализация, 1997. - 53 с.
3. Продеус А. Н. Повышение эффективности измерений параметров кровотока в ультразвуковых доплеровских системах. - Киев: КОНСОНАНС-2005, 2005. - 278 с.
4. Домаркас В. Й., Кажис Р.-И. Ю. Контрольно-измерительные пьезоэлектрические преобразователи. - Вильнюс: Минтис, 1974. - 258 с.

### **References**

1. Golyamina I.P. (1979) Ul'trazvuk. Malen'kaya entsiklopediya [Ultrasound. Little Encyclopedia]: Bol'shaya Rossiyskaya entsiklopediya [Great Russian Encyclopedia], pp.965



2. Osipov L. V. (1997) Fizika i tekhnika ul'trazvukovykh diagnosticheskikh system [Physics and technology of ultrasound diagnostic systems] Meditsinskaya vizualizatsiya [Medical imaging], issue 4, pp. 53
3. Prodeus A. N. (2005) Povyshenie effektivnosti izmereniy parametrov krovotoka v ul'trazvukovykh doplerovskikh sistemakh [Improving the efficiency of measurement of blood flow parameters in Doppler ultrasound systems] KONSONANS-2005, pp. 278
4. Domarkas V. Y., Kazhis R.-I. Yu. (1974) Kontrol'no-izmeritel'nye p'yezoelektricheskie preobrazovateli [Piezoelectric transducers] Mintis, pp. 258

**Abstract.** *The paper considers instrumentation for ultrasound medical diagnostics of human limbs based on the Doppler Effect, impulse-wave and continuous-wave Doppler methods have been compared with the purpose to understand their advantages and disadvantages.*

*The optimal parameters of an ultrasonic transducer for diagnostic accuracy increase have been calculated. Dependence of the measurement results on the blood flow rate has been studied, graphs for visual observation of the measurement results frequency responses of the device have been shown.*

*Medical ultrasound equipment improvement methods for better diagnostics in the future of society have been analysed.*

**Key words:** *Doppler effect, ultrasonic transducer, frequency response.*

Стаття відправлена: 10.11.2018 г.

© Маліков А.Г.